



T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ZAMANLA DEĞİŞEN SİSTEMLERİN BULANIK MODEL REFERANS ADAPTİF KONTROLÜ

Özdemir ALKAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı

Mart-2011
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ZAMANLA DEĞİŞEN SİSTEMLERİN BULANIK MODEL REFERANS ADAPTİF KONTROLÜ

Özdemir ALKAN

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU

2011, 113 Sayfa

Jüri
Yrd. Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU
Doç. Dr. Ramazan AKKAYA
Yrd. Doç. Dr. Muciz ÖZCAN

Bu çalışmada, adaptif kontrol tekniklerinden Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) yöntemi kullanılarak zamanla değişen bir sistemin adaptif kontrolü simülasyon ve uygulama olarak gerçekleştirilmiştir. BMRÖD yönteminde bir bulanık ilişki tablosu yerine bilgi tabanlı bir güncelleme algoritması kullanılarak öğrenme ve adaptasyon mekanizmasının, parametre değişimlerine ve dış etkilere karşı bulanık denetleyicinin kural tabanını sürekli olarak yenilemesi sağlanmıştır.

Çalışmada ilk olarak doğrusal servo sistemin sabit yükte adaptif konum kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Daha sonra zamanla değişen yükte açısal servo sistemin adaptif konum kontrolü hem simülasyon hem de uygulama olarak gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar ve uygulamalarda öncelikle kontrol edilecek sistemin simulink modeli oluşturulmuş ve uygun referans model seçilmiştir. Daha sonra BMRÖD yapısı içinde denetleyici ve bulanık ters modele ait parametreler belirlenmiştir. Bu algoritmanın, hem doğrusal servo sistemin hem de zamanla değişen açısal servo sistemin konum kontrolünde başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür. Denetim tekniğinin etkinliğini gösteren simülasyon ve uygulama sonuçları araştırma sonuçları bölümünde verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Adaptif kontrol, Bulanık adaptif kontrol, Bulanık model referans öğrenmeli denetim, Referans model, Zamanla değişen sistemler.

ABSTRACT

MS THESIS

FUZZY MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL OF TIME VARYING SYSTEMS

Özdemir ALKAN

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE IN ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Asst. Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2011, 113 Pages

Jury
Asst. Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Assoc. Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Asst. Prof. Dr. Muciz ÖZCAN

In this study, the adaptive control of a time-varying system is achieved as simulation and implementation by using Fuzzy Model Reference Learning Control (FMRLC) method which is one of the adaptive control techniques. In the FMRLC method, a knowledge-base modification algorithm is used instead of a fuzzy relation table. By using this way, it is provided that the learning and adaptation mechanism updates the knowledge base of fuzzy controller continuously against to parameter changing and external effects.

Firstly, the adaptive position control of a linear servo system in constant load is achieved as simulation. Then, the adaptive position control of a time varying angular servo system is achieved as simulation and also implementation. In simulations and implementations, first of all simulink model of the controlled system is composed and appropriate reference model is chosen. Then, the parameters belonging to fuzzy controller and fuzzy inverse model are determined. It is seen that this algorithm gives successful results in the position control of linear servo system and time varying angular servo system. Simulation results demonstrating the effectiveness of the proposed control structure are given in research results chapter.

Keywords: Adaptive control, Adaptive fuzzy control, Fuzzy model reference learning control, Reference model, Time varying systems.

ÖNSÖZ

Yüksek lisans çalışmalarım süresince akademik hayata ısınmamı sağlayan, bilgi ve tecrübeleriyle çalışmalarımı yönlendiren ve bölümde rahat bir çalışma ortamı sağlayan danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU'ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Rahat bir çalışma ortamı içerisinde her zaman için önümüzü açan, tavsiye ve yönlendirmelerde bulunan, yetişmemizde büyük emekleri geçen diğer bölüm hocalarıma,

09101057 no'lu Bilimsel Araştırma Projesi (BAP) ile tez çalışmama katkı sağlayan Selçuk Üniversitesi Bilimsel Araştırma Koordinatörlüğü yetkililerine,

Yapılan deneyler süresince yardımlarını esirgemeyen arkadaşım Burak Yılmaz'a ve son olarak bana büyük emekleri geçen ve desteklerini esirgemeyen çok değerli eşime teşekkürlerimi sunarım.

Özdemir ALKAN
KONYA, 2011

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

İÇİNDEKİLER ..... **vii**

KISALTMALAR ..... **ix**

1. GİRİŞ VE KAYNAK ARAŞTIRMASI **1**

1.1. Giriş 1
1.2. Kaynak Araştırması 3
1.3. Tez Organizasyonu 6

2. MATERYAL VE YÖNTEM **8**

2.1. Bulanık Mantık ve Bulanık Kontrol 8
2.1.1. Bulanık mantık kavramı 8
2.1.2. Bulanık kontrol kavramı 9
2.1.3. Bulanık mantık uygulamaları 20
2.2. Adaptif Kontrol 21
2.2.1. Adaptif kontrolün kullanım alanları 23
2.2.2. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) 24
2.2.3. Kendi Kendini Ayarlayan (Self-Tuning) Kontrol 27
2.3. Bulanık Adaptif Kontrol 28
2.3.1. Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) 28
2.3.2. BMRÖD yönteminde bulanık denetleyici yapısı 31
2.3.3. Referans model 34
2.3.4. Bulanık ters model 35
2.3.5. Bilgi tabanı yenileyici 37

3. DOĞRUSAL SERVO SİSTEMİN BULANIK ADAPTİF KONTROLÜ **40**

3.1. Giriş 40
3.2. Doğrusal Servo Sistemin Yapısı ve Matematiksel Modeli 40
3.3. Doğrusal Servo Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Simülasyonu 43

4. ZAMANLA DEĞİŞEN AÇISAL SERVO (ZDAS) SİSTEMİN BULANIK ADAPTİF KONTROLÜ **47**

4.1. Giriş 47
4.2. ZDAS Sistemin Yapısı ve Matematiksel Modeli 47
4.3. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Simülasyonu 54
4.4. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Uygulaması 58
4.4.1. Açısal servo modülün yapısı 60
4.4.2. Veri sağlama ve güç modülünün yapısı 62
4.4.3. Gerçek zamanlı yazılım 65

4.4.4. Matlab tabanlı kontrol arayüzü 66

5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA 68

5.1. Doğrusal Servo Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrolü Simülasyon Sonuçları 68
5.2. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrolü Simülasyon Sonuçları.....71
5.2.1. (+/-) Basamak sinyali ve tam yükte simülasyon..... 72
5.2.2. (+/-) Basamak sinyali ve zamanla artan yükte simülasyon..... 75
5.2.3. (+/-) Basamak sinyali ve zamanla azalan yükte simülasyon 78
5.2.4. (+/0/-) Basamak sinyali ve tam yükte simülasyon..... 81
5.2.5. Merdiven basamağı sinyali ve tam yükte simülasyon 84
5.3. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrolü Uygulama Sonuçları.....87
5.3.1. (+/-) Basamak sinyali ve tam yükte uygulama 88
5.3.2. (+/-) Basamak sinyali ve zamanla artan yükte uygulama..... 91
5.3.3. (+/0/-) Basamak sinyali ve tam yükte uygulama 94
5.3.4. Merdiven basamağı sinyali ve tam yükte uygulama..... 97
5.4. Tartışma.....100

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 101

6.1. Sonuçlar.....101
6.2. Öneriler.....102

KAYNAKLAR 103

EKLER 106

ÖZGEÇMİŞ 113

KISALTMALAR

ABS	Otomatik Frenleme Sistemi
BMRÖD	Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim
COG	Ağırlık Merkezi
DC	Doğru Akım
DFMRAC	Kesikli Bulanık Model Referans Adaptif Kontrol
EMK	Elektro Motor Kuvveti
FIS	Bulanık Çıkarım Sistemi
FMRLC	Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (Fuzzy Model Reference Learning Control)
GA	Genetik Algoritma
LQR	İkinci Dereceden Doğrusal Düzenleyici
MIMO	Çok Giriş Çok Çıkış
MISO	Çok Giriş Tek Çıkış
MRAK	Model Referans Adaptif Kontrol
PC	Kişisel Bilgisayar
PD	Oransal Türevsel
PID	Oransal İntegral Türevsel
PMDC	Sabit Mıknatıslı Doğru Akım
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SISO	Tek Giriş Tek Çıkış
STR	Kendi Kendini Ayarlayan Kontrol
ZDAS	Zamanla Değişen Açısal Servo

1. GİRİŞ VE KAYNAK ARAŞTIRMASI

1.1. Giriş

İnsanlar günlük hayatlarında kesin olarak bilinemeyen, buna karşılık sanki kesinmiş gibi düşünülen ancak sonuçta kesinlik arz etmeyen durumlarla sıkça karşılaşırlar. Bu durumların örgün (sistematik) bir şekilde önceden planlanarak sayısal öngörülerinin yapılması ise, ancak bir takım ön kabul ve varsayımlardan sonra mümkün olabilmektedir. Yaşadığımız dünya genel olarak belirsizlik, kesin düşünceden yoksunluk ve karar verilemeyiş nedeniyle karmaşıktır. Birçok sosyal, iktisadi ve teknik konularda insan düşüncesinin tam anlamı ile olgunlaşmamış oluşundan dolayı belirsizlikler her zaman bulunur. Bir kişinin zihnindeki düşünce dünyasının bile tomografisi çekilecek olunduğunda, bunun çok renkli, değişik, hatta karmaşık motiflerden oluştuğu veya çok belirgin olmayan bir desene sahip olduğu anlaşılır. İşte bu karmaşıklık ve belirsizliği, bulanıklık (fuzzy) diye nitelendirmek mümkündür (Şen, 2001). İnsanın düşünce tarzında doğal olarak bulunan bulanıklık, 1960'lardan itibaren modellenerek (Zadeh, 1965) Bulanık Mantık Teorisi olarak ortaya konmuş ve bulanık sistemlerin temelini oluşturmuştur. Verilere uygun karar verme sürecini içeren bulanık sistemler, karar süreci gerektiren denetim sistemlerinde önemli bir yer edinmiştir.

Denetimi yapılan birçok dinamik sistem, zamanla değişen bazı belirsiz parametrelere sahiptir. Örneğin; büyük nesneler taşıyabilen robot manipülatörlerin yüke bağlı değişken atalet parametreleri vardır. Güç sistemleri, yüklenme koşullarında büyük değişikliklere maruz kalabilir. Bir uçağın kütlesi yakıt deposunun doluluk oranına göre değişebilir. Adaptif kontrol, bu tip sistemleri kontrol etmek için kullanılan bir yaklaşımdır. Adaptif kontroldeki temel düşünce, sistemin belirsiz parametrelerinin ya da bunlara bağlı denetleyici parametrelerinin ölçülen sistem sinyallerinin yardımı ile gerçek zamanlı olarak tahmin edilmesi ve tahmin edilen bu parametrelerin kontrol girdi hesaplamalarında kullanılması üzerine kurulmuştur. Bu durumda, bir adaptif kontrol sistemi gerçek zamanlı parametre tahmini ile kendini yenileyen bir kontrol sistemi olarak tanımlanabilir. (Li ve Slotine, 1991).

Adaptif kontroldeki çalışmalar 1950'lerde, yüksek performanslı uçaklar için oto pilot tasarımı ile bağlantılı olarak başlamıştır. Bu tasarımda geniş alanlı hız ve rakamlar, dolayısıyla büyük parametre değişiklikleri vardır. Adaptif kontrol, uçak dinamiklerini değiştirmede, kontrol parametrelerini otomatik ayarlama yolu olarak

önerilmişti. Ancak uçuş testindeki başarısızlık ve bilgi eksikliği yüzünden bu konuya ilgi o zamanlar kısa sürede azaldı. Son yıllarda ise doğrusal olmayan denetim teorisinden çeşitli araçlar kullanılarak tutarlı bir denetim teorisi geliştirilmiştir. Bu teorik ilerlemeler, basit hesaplamaların kullanımıyla birlikte robot manipülasyonu, uçak ve roket denetimi, kimyasal işlemler, güç yönetimleri, geminin seyretmesi gibi alanlarda birçok pratik uygulamaya öncülük etmiştir (Li ve Slotine, 1991).

Bulanık mantıkla kontrol son yıllarda klasik denetim yöntemlerine, pratik bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır. Bulanık kontrolün endüstriyel alanlarda pek çok başarılı uygulaması bulunmaktadır. Buna karşılık bulanık kontrolün ciddi manada dezavantajları vardır: Bulanık denetleyicide yer alan pek çok parametrenin doğru bir şekilde nasıl seçileceği çoğu zaman belirgin değildir. Üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi, durulaştırma ve çıkarım mekanizmalarının oluşturulması buna örnek olarak verilebilir. Ayrıca bulanık denetleyici, önceden anlaşılamayan ve önemli miktardaki parametre değişiklikleri, yapısal değişiklikler ya da çevreden gelen bozucu etkilerin ortaya çıkması halinde bir süre sonra görevini yapmakta yetersiz kalabilir.

Adaptif kontrol temelli öğrenmeli denetim sistemleri, bulanık kontrol sistemlerinin bu açıklarını kapatarak performansını arttırmak için tasarlanmıştır. Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD), bulanık denetleyicilerin tasarımında karşılaşılan bazı problemlere çözüm getireceği düşünülen bir adaptif kontrol algoritmasıdır. Bulanık model referans öğrenmeli denetim, klasik adaptif kontroldeki bilinen belli başlı fikirleri kullanmak suretiyle Procky ve Mamdani'nin dilbilimsel kendinden organizeli denetleyicisinin nasıl iyileştirileceği üzerine bir araştırma neticesinde geliştirilmiştir (Passino ve Yurkovich, 1998). Bulanık model referans öğrenmeli denetimin kendinden organizeli sisteme karşı ilk göze çarpan avantajı tam bir ters modelin kullanışının zorunlu olmayışı yani bir ters modele bağımlılığın olmamasıdır. (Birçok uygulamada ters modeli çıkarmanın zor olduğu bilinmektedir). Ayrıca kendinden organizeli denetim sistemi için performans kriteri, aslında sadece yükselme zamanı ile aşma arasındaki bağıntıyı karakterize edebilir ve dolayısıyla hangi performansta olacağını belirlerken fazla bir esneklik sağlamaz.

Bunun yanında Procky ve Mamdani'nin bilgi tabanı güncelleme algoritmasının bulanık denetleyicinin giriş ve çıkışları arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir bulanık ilişki düzenleme tablosuna dayandığına dikkat edilmelidir. BMRÖD yönteminde bir bulanık ilişki tablosu yerine, bir kural tabanlı dizi tablosu kullanılmak suretiyle hesaplama süresi ve bellek ihtiyacını azaltan bilgi tabanlı bir güncelleme algoritması

kullanılmaktadır. Kendinden organizeli denetim, robotik, motor ve sıcaklık denetimi, kan basıncı kontrolü ve uydu kontrolünde kullanılmıştır. BMRÖD ise son zamanlarda; kendinden organizeli sistem üzerinde belli başlı iyileştirmelerin yapıldığı aşağıda sayılan belli başlı çalışmalarda kullanılmıştır. Bir sarkaç sistemi (Layne ve Passino, 1992), yolda dikkate değer değişiklikler olduğunda performansı arttırmak üzere ABS fren sistemi (Layne ve ark., 1993), klasik model referans adaptif denetime göre bazı avantajları olduğu ifade edilen kargo gemisinin dümen denetimi (Layne ve Passino, 1993), bir yük değişimindeki etkileri telafi etme kabiliyetini arttırma amaçlı iki eklemli robot kolu denetimi (Moudgal ve ark., 1994) ve bir problem çıkması durumunda uçak denetimindeki kuralın yeniden düzenlenmesi (Kwong ve Passino, 1994) gibi çalışmalar bunlardan bazılarıdır.

1.2. Kaynak Araştırması

Zamanla değişen sistemlerin adaptif kontrolü bugüne kadar çok sayıda araştırmacının ilgisini çekmiştir. Literatüre her gün bu konularla ilgili yeni çalışmalar eklenmektedir. Kaynak araştırması olarak çeşitli makale kitap ve tezlerden istifade edilmiş olup, kısaca içerik ve özetleri aşağıdaki gibidir.

Ross (1995); kaynak kitapta bulanık küme teorisi, bulanık küme işlemleri ve özellikleri, bulanık mantık üyelik fonksiyonları, bulanık sistemlerin yapısı, kural tabanlı sistemler ve bunlarla ilgili bulanık mantık uygulamaları anlatılmıştır. Bunların dışında bulanık kural tabanlı sistemler ve bulanık denetim sistemleri ile ilgili temel bilgiler sunulmuş olup, bazı bulanık doğrusal olmayan sistem simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

Jang, Sun ve Mizutani (1997); kaynak kitapta bulanık terminolojiye ve bulanık teoriye detaylı bir giriş yapılmıştır. Doğrusal olmayan optimizasyon teknikleri ve en küçük kareler metodu anlatılmıştır. Gerçek zamanlı öğrenme algoritmaları hakkında geniş bilgiler verilmiştir. Nöro-Fuzzy sistemler, genetik algoritmalar ve karar verme mekanizmaları bölümleri bulunmaktadır ve bununla ilgili programlara yer verilmiştir.

Passino ve Yurkovich (1998); kaynak kitapta lineer ve dairesel ters sarkacın bulanık mantıkla kontrolü ve ayrıca bulanık model referans öğrenmeli denetimle gemi dümen denetimi simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Geleneksel kontrol sistemlerinin tasarımı, bulanık kontrol sistemlerinin tasarımı, bulanık kontrol sistemleri ile ilgili simülasyon çalışmaları, gerçek zamanlı kontrol uygulamaları, bulanık sistemlerin lineer

olmayan analizi, bulanık tanıma ve kestirim, adaptif bulanık kontrol, bulanık yönlendirmeli kontrol sistemleri hakkında geniş bilgi verilmiştir.

Layne ve Passino (1998); kaynak makalede iki eklemli bir robot kolunun bulanık model referans öğrenmeli denetim sistemi ile kontrolü ve aynı denetim sistemi ile roket hız kontrolü simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Bulanık model referans öğrenmeli denetim sisteminin fonksiyonel yapısı, bulanık model referans öğrenmeli denetimde bulanık denetleyiciler, referans model, öğrenme mekanizması, bulanık ters model ve bilgi tabanı yenileyicisi hakkında geniş bilgi verilmiştir.

Araki, Chen, Ishino ve Mizuno (1999); kaynak makalede bulanık model referans öğrenmeli denetimle punta kaynak sisteminin kontrolü simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir.

Şen (2001); kaynak kitapta bulanık mantık önerme ve çıkarımları, en iyi karar verebilme ve modelleme teknikleri, bulanık mantık sistemi ve kontrol mekanizmaları, belirsiz sözel ifadelerin en iyi şekilde modellenmesi, bulanık mantık sisteminin temel yapısı ve kontrol teknikleri anlatılmıştır.

Blazic, Skrjanc ve Matko (2003); kaynak makalede doğrudan bulanık kontrol algoritmaları hakkında bilgiler verilmiş olup bununla ilgili birinci ve üçüncü dereceden sistem örnekleri gerçekleştirilmiştir. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) ve Kesikli Bulanık Model Referans Adaptif Kontrol (DFMRAK) sistemleri karşılaştırılmıştır.

Baykal ve Beyan (2004); kaynak kitapta bulanık mantık kavramları kısaca özetlenmiş ve uygulamaya yönelik basit örneklerle açıklanmaya çalışılmıştır. Sistem modelleme yaklaşımları ve bunlara bulanık mantık tarafından sağlanan açılımlar değerlendirilmiştir. Denetleyiciler ve denetim sistemleri hakkında bilgi verilmiş ve bulanık mantıkla denetleyici tasarımı hakkında bilgilere genişçe yer verilmiştir.

Testi, Santos ve Dutra (2004); kaynak makalede sualtı hidrolik deniz aracının kontrolü çeşitli kontrol sistemleri ile gerçekleştirilmiştir. Aracın yüklü ve yüksüz durumları için hem klasik bulanık mantık hem de adaptif bulanık mantık yöntemleri kullanılmış olup sonuçlar karşılaştırılmıştır. Yüklü ve yüksüz olmak üzere her iki durum için adaptif bulanık mantık denetim sisteminin performans üstünlüğü görülmüştür.

Aghababai ve Alasty (2005); kaynak makalede bulanık model referans öğrenmeli denetimle otomobillerde ABS fren sisteminin kontrolü simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Değişik yol yüzeyleri için değişik kontrol yöntemleri kullanılmış

olup, denetim performans etkinlikleri karşılaştırılmıştır. Adaptif kontrolün üstünlüğü sayısal verilerle gösterilmiştir.

Yüksel (2006); kaynak kitapta otomatik kontrole giriş, matematiksel model ve sistem dinamiği, dinamik sistemlerin modellenmesi ve analizi, sistemlerin geçici ve kalıcı durum davranışlarının analizi, temel denetim etkileri, endüstriyel denetim sistemleri ve çalışma yapısı gibi konulara yer verilmiştir. Dinamik sistemlerin modellenmesi ve çözümünde sağladığı kolaylık dolayısıyla Matlab ve Simulink hakkında da temel bilgiler verilmiştir.

Wang ve Tong (2006); kaynak makalede adaptif denetleyicilerin tasarlanması, simülasyonu ve Tek Giriş Tek Çıkışlı (SISO) doğrusal olmayan sistemlerde Lyapunov kararlılık analizi ele alınmıştır. Ayrıca burada önerilen metot ters sarkaç sisteminin modellenmesinde kullanılmıştır

Karaduman (2006); yüksek lisans tezinde bulanık model referans öğrenmeli denetim sistemi ile roket hız denetimi simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Tez içerisinde teorik bilgi olarak da; bulanık model referans öğrenmeli denetim sisteminin fonksiyonel yapısı, referans model, öğrenme mekanizması, bulanık ters model ve bilgi tabanı yenileyicisi hakkında bilgi verilmiştir.

Kadjoudj ve Golea (2007); kaynak makalede sabit mıknatıslı motor sürücülerinin kontrolünde bulanık model referans adaptif kontrol metodunun kullanılması anlatılmıştır. Ayrıca makalede bununla ilgili simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Abid, Chtourou ve Toumi (2007); kaynak makalede SISO doğrusal olmayan sistemler için dolaylı adaptif kontrol yöntemi anlatılmıştır. Teorik bilgi olarak; bulanık mantık sistemler, adaptif denetim kuralları ve bunlarla ilgili bazı teoremler, uygulama olarak da ters sarkaç sisteminin simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

Yılmaz (2007); kaynak kitapta sırasıyla DC motor kontrolü, hidrolik servo sistem kontrolü, çamaşır makinelerinde devir ve yıkama süresi kontrolü, boru içinde top dengeleme kontrolü ve DC servo motor konum kontrolü gibi mühendislik uygulamalarının bulanık mantıkla simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bu uygulamalar Matlab'in benzetim amaçlı Simulink ve bulanık modelleme amaçlı FIS (Fuzzy Inference System) araçları kullanılarak hazırlanmıştır. Bulanık sistemlerin yapısı ve bununla ilgili kavramlar detaylı olarak anlatılmıştır.

Duka, Oltean ve Dulău (2008); kaynak makalede lineer ters sarkaç sisteminin Model Referans Adaptif ve Bulanık Model Referans Adaptif kontrolü ayrı ayrı

simülasyon olarak gerçekleştirilmiş olup, denetim etkilerinin üstünlükleri karşılaştırılmıştır.

Nasir (2009); yüksek lisans tezinde lineer ters sarkaç sisteminin doğrusal olmayan modeli sistem hareket eşitliklerinden yola çıkılarak elde edilmiş ve doğrusal olmayan model kullanılarak sistemin LQR, PID ve Bulanık Mantıkla kontrolü gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları grafiksel olarak karşılaştırılmıştır.

1.3. Tez Organizasyonu

Bu çalışma 6 ana bölümden oluşmaktadır.

1. bölüm "**Giriş ve Kaynak Araştırması**" bölümü olup öncelikle tezin konusu hakkında genel bir değerlendirme yapılmıştır. Yapılan literatür taraması kaynak araştırması adı altında verilmiş olup ayrıca tezin ana bölüm başlıkları hakkında da kısa bilgiler verilmiştir.

2. bölümde "**Materyal ve Yöntem**" bölümü olup, öncelikle bulanık mantık kavramı, bulanık kontrol kavramı ve bulanık sistemlerin özellikleri hakkında geniş bilgilere yer verilmiştir. Daha sonra adaptif kontrolün tanımı ve tarihçesi hakkında bilgiler verilmiştir. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) ve Kendi Kendini Ayarlayan Adaptif Kontrol (STR) yöntemlerinin çalışma mantığı anlatılmıştır. Son olarak da tezin asıl konusu ve bulanık adaptif kontrol yöntemlerinden biri olan "Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD)" yöntemi detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

3. bölümde "**Doğrusal Servo Sistemin Bulanık Adaptif Kontrolü**" simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Öncelikle doğrusal servo sistemin yapısı anlatılmış ve DC motorun matematiksel modeli çıkartılmıştır. Daha sonra BMRÖD yöntemi ile sabit yüklü doğrusal servo sistemin konum kontrol simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

4. bölümde "**Zamanla Değişen Açısal Servo (ZDAS) Sistemin Bulanık Adaptif Kontrolü**" uygulama olarak gerçekleştirilmiştir. Bunun için uygulama sisteminin yapısı ve donanımı hakkında geniş bir bilgi verilmiş olup, zamanla değişen sistemin matematiksel modeli çıkartılmıştır. Zamanla değişen açısal servo sistemin pozisyon kontrolü hem simülasyon hem de gerçek zamanlı uygulama olarak gerçekleştirilmiştir.

5. bölüm "**Araştırma Bulguları ve Tartışma**" bölümü, elde edilen bütün simülasyon ve uygulama sonuçlarını içermektedir. Simülasyon ve uygulama sonuçları

ayrı ayrı yorumlanmış olup; sebepleri, geçerlilikleri ve uygulanabilirlikleri bu bölümde tartışılmıştır.

6. bölüm "**Sonuçlar ve Öneriler**" bölümü olup, elde edilen sonuçların genel bir değerlendirmesi özet olarak yapılmış ve "Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim" konusuna nasıl katkıda bulunulabileceği anlatılmıştır. Ayrıca bundan sonraki araştırmacılara tavsiyelerde bulunulmuştur.

2. MATERYAL VE YÖNTEM

2.1. Bulanık Mantık ve Bulanık Kontrol

2.1.1. Bulanık mantık kavramı

Bulanık mantık kavramı ilk kez California Berkeley Üniversitesinden Dr. Lotfi A. Zadeh'in 1965 yılında bu konu üzerine ilk makalelerini yayınlamasıyla ortaya çıkmış olup, bu tarihten itibaren gelişerek günümüze kadar gelmiştir. Bulanık mantığın ortaya çıkma sebebi, belirsizlik içeren durumlarda mevcut olarak kullanılan klasik mantık veya Aristo mantığı gibi kuramların yetersiz kalmasıdır. Bilindiği üzere istatistikte ve olasılık kuramlarında belirsizliklerle değil, kesin değerlerle çalışılır. Fakat insanların yaşadıkları durumlar bazen belirsizliklerle doludur. Bu belirsizliklerin tarifi kesin değerler kullanarak mümkün olmayabilir. Oysa bulanık mantık, özellikle belirsizlik içeren durumları, tanımlı olduğu matematiksel model çerçevesinde ifade edebilmektedir (Zadeh, 1965).

Klasik mantık kavramı verilerin uç değerlerine göre değerlendirilmesinden ibarettir. Bu mantığa göre bir bilgi doğru veya yanlıştır. Hava sıcak veya soğuktur. Bardak dolu veya boştur. Bu uç ikililerden sadece bir tanesi çalışır. Oysa hayat bu kadar kesin olmayabilir. Bir bilginin %60'lık kısmı doğru iken %40'lık kısmı yanlış olabilir. Bu durumda "bilgi doğrudur" demek tamamen doğru olmayacağı gibi "bilgi yanlıştır" demek de yanlış olacaktır. Veya bardağın yarısı su ile dolu olduğu durumda diğer yarısı da boştur. O zaman "bardak boştur" veya "bardak doludur" kabullenmelerinden herhangi biri bardağın diğer yarısını ihmal etmek anlamına gelecektir. Bu da ilgili durumu ifade biçiminde %50 yanlışlık yapılmasına sebep olacaktır. Klasik mantığın durumu %100 ifade edemediği benzer örnekler çoğaltılabilir.

Bulanık mantık ise kesin değerlerle yaklaşım yapmak yerine yaklaşık değerler kullanmayı tercih eder. Herşey kesin olabileceği gibi hiçbir şey kesin olmayabilir veya sonuç hem kesin hem de kesin değil olabilir. Hayatın gerçekliği çoğu zaman "hiçbir şey kesin değildir ama her şey mümkündür" biçiminde ifade edilir. Bulanık mantık temelde bu amacı gözetmektedir. Bardağın yarısının dolu olma durumunu "bardak boş" veya "bardak dolu" değil de "bardak %50 dolu" ve "bardak %50 boş" terimleriyle ifade eder. Klasik mantığın izin vermediği hem dolu olma hem de boş olma ilkesini yıkar, bunun yerine üyelik değerleri tanımlayarak bardak % 50 boş iken 0,5 üyelikle boş olma

durumuna üyedir, % 50 dolu iken 0,5 üyelikle dolu olma durumuna üyedir prensibini ortaya koyar. Temelde bulanık mantık bu esasa dayanarak belirsizlik içeren durumları daha doğru bir terminoloji ile ifade eder. Ayrıca bulanık mantık, sadece "doğru" ve "yanlış"tan oluşan klasik mantığın genişletilmiş halidir ve klasik mantığı tümüyle içerir. Ek olarak, klasik mantık kavramına aykırı düşebilen bazı durumları da içerir.

Bulanık mantık ile ilgili hatırlatılması gereken en önemli özellik, insanın sağduyusuna dayanarak akıl yürüttüğü durumları matematiksel olarak modellemeye imkân tanımasıdır. Gelişen teknoloji çerçevesinde akıllı makineler tasarlayıp uygulamaya geçirebilmek için gerçek hayatın modellenmesine ihtiyaç vardır. Makineler rutin işleri yapmada son derece başarılıdırlar. Ancak yeterli bilgi mevcut değilse veya bilgi belirsiz ise bir makinenin başarısından söz etmek mümkün olmaz. Bu tarz işlerde insan emeğinden yararlanılır, çünkü insanlar kendi gözlemlerinden, tecrübelerinden yararlanarak karar verebilme yeteneğine sahiptir. İnsanın karar verme mekanizmasının nasıl işlediği henüz tam olarak çözülememiştir çünkü oldukça karmaşıktır ve bilinen matematik modellemeler bire bir modellemeyi gerçekleştirememektedir. İşte bu noktada bulanık mantık ön plana çıkar. Bulanık mantık bilinen matematik terminolojilerini kullanarak insanın algılama-karar verme durumlarında değerlendirdiği "çok", "biraz", "az" gibi dilsel terimlerle ifade edilen değişkenleri değişik ağırlıklarla içeren yaklaşık değer aralıklarının kolayca tanımlanmasına olanak sağlamaktadır. Klasik mantıkla arasındaki en önemli fark da buradan çıkmaktadır (Yavuz, 2002).

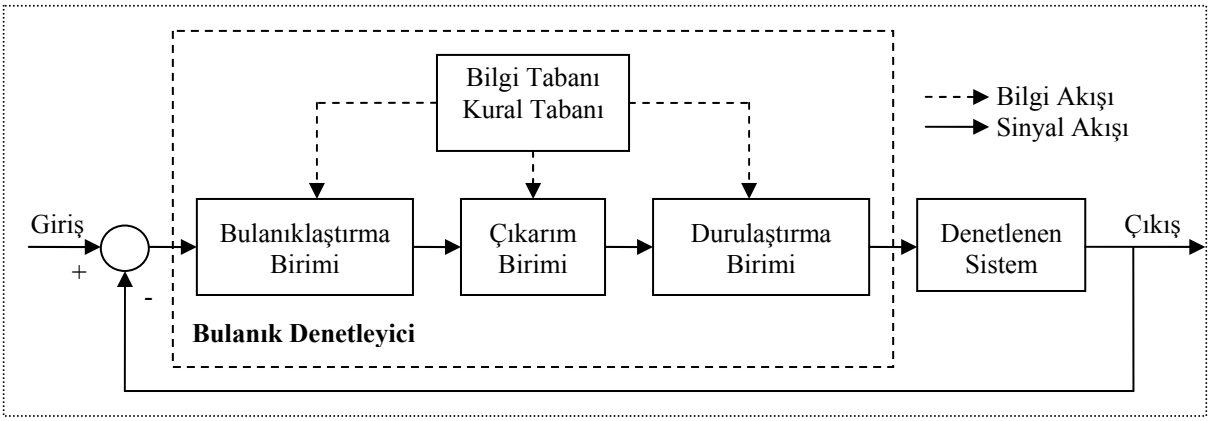
2.1.2. Bulanık kontrol kavramı

Bulanık mantık işlemleri, bir problemin analizi ve tanımlanması, değişken kümelerin ve mantık ilişkilerinin geliştirilmeden bulunan bilgilerin bulanık kümelere dönüştürülmesi ve modelin yorumlanması işlemlerinden oluşmaktadır. Bulanık mantık algoritması her türlü problem için uygun olmayabilir. Başka bir model kullanmanın uygun olduğu durumda, bulanık mantık kullanmak istenen sonucu vermeyebilir. Bir veya birden fazla denetim değişkeninin sürekli olduğu, işlemin matematiksel bir modelinin bulunmadığı veya bulunsa da modellemenin zor olduğu ya da gerçek zaman işlemleri için yeterince hesaplamanın çok karmaşık olduğu durumlarda karar sürecinde bulanık mantık uygulanabilir.

Bulanık denetleyicinin yapısı, klasik sistemlere göre insanın sözel ve sezgisel doğasını modellemeye ve bu ortamlarda işlem yapmaya daha uygun olmasına dayanır

ve klasik sistemlere göre insan düşüncesine daha yakındır. Bulanık denetimde sistemlerin kesin matematik tanımlanmasına gerek yoktur. Bulanık mantık kurallar kümesi yalnızca insanın o konuyla ilgili deneyimleri ve sezgilerine dayalı olarak oluşturulur. Bu kurallar, doğası gereği dile dayalıdır ve genellikle denetlenen sistemin durumlarını bulanık bölümlere ayırma amacı ile çok yalın neden-sonuç ilişkilerini içerir.

Bir bulanık denetleyiciyi içine alan geri beslemeli denetim sisteminin blok şeması Şekil 2.1'de gösterilmiştir (Yüksel, 2006).



Şekil 2.1. Bulanık denetleyici sistemi

Denetleyici genellikle, bulanıklaştırma birimi, kural tabanı, çıkarım birimi ve durulaştırma birimlerinden oluşur. Bulanıklaştırma ve durulaştırma birimleri bulanık mantık ile fiziksel sistem arasında arabirim görevlerini yerine getirir. Çıkarım birimi karar verme aygıtı olarak bilgisayara ve kurallar kümesi de bilgisayar programına benzetilebilir.

Bulanık sistemler, doğrusal sistemlerle modellenemeyen veya uzman bilgisi gerektiren durumlarda kolaylıkla kullanılmakta ve son derece başarılı sonuçlar vermektedir. Bulanık sistemler başlıca dört bölümden oluşur: Bunlar sırasıyla bulanıklaştırma birimi, bilgi ve kural tabanı, çıkarım birimi ve durulaştırma birimleridir.

Bulanıklaştırma Birimi

Bulanıklaştırma birimi gerçek fiziksel değerleri sözel ifadelere dönüştürür. Bu dönüştürme işlemi için üyelik değerlerini veren küme tanımları verilir. Kural esasına dayanan sözel ifadeler, örneğin bir hata girişi için; "Büyük (B)", "Orta (O)", "Küçük (K)", "Sıfır (S)" gibi küme ifadeleri biçiminde olabilir. Daha sonra bu sözcüklerin "0" ile "1" arasında yer alan değerlerden ibaret üyelik değerleri tanımlanır.

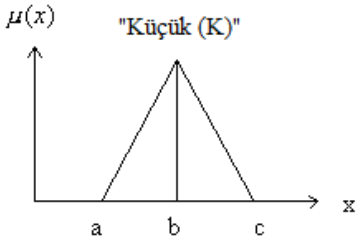
Bulanıklaştırma işlemi her bir gerçek fiziksel veri için bütün sözel ifadelerin üyeliğini çıkartır. Bulanık kümeler kullanılarak nitel bilgi temsil edilebilir. “Büyük (B)”, “Orta (O)”, “Küçük (K)”, “Sıfır (S)” gibi kurallar kümesi, neden-sonuç ilişkisine dayanan ve aşağıdaki gibi ifade edilen dilsel tanımlamalar göz önüne alınarak belirlenir.

EĞER hata “Büyük (B)” ve hata değişimi “Küçük (K)” ise, O HALDE çıktı değişimini “Sıfır (S)” olsun,

EĞER hata “Orta (O)” ve hata değişimi “Orta (O)” ise, O HALDE çıktı değişimini “Küçük (K)” olsun.

Bulanıklaştırma sürecinde kümeleri ifade eden üyelik fonksiyonları, problemin yapısına ve amacına uygun olmalıdır. Genel anlamda üyelik fonksiyonları sezgisel, matematiksel, geometrik ya da istatistiksel yaklaşımlara dayandırılmaktadır. Bulanık üyelik fonksiyonları, olayların gerçek uzaylarını ya da dağılımlarını içerecek özellikleri sergilemelidir.

Bulanıklaştırma işlemlerinde kullanılan en yaygın üyelik fonksiyonları üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları olup; adları, denklemleri ve grafikleri aşağıda gösterilmiştir. Örneğin, Küçük “K” bulanık kümesine ait elemanların üçgen üyelik fonksiyonu Şekil 2.2’de gösterilmiştir.

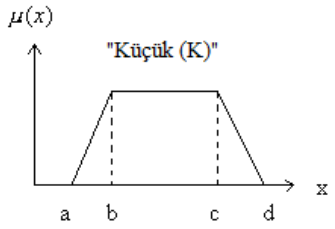


Şekil 2.2. Üçgen üyelik fonksiyonu

Matematiksel gösterimi ise denklem (2.1)’deki gibi olur. Burada $\mu_K(x)$ ifadesi x elemanının, “Küçük (K)” kümesine ait olma derecesini (üyelik derecesi) göstermektedir (Jang ve ark., 1997).

$$\mu_K(x) = \mu_K(x;a,b,c) = \begin{cases} 0 & x < a \\ (x-a)/(b-a) & a \le x < b \\ (c-x)/(c-b) & b \le x \le c \\ 0 & x > c \end{cases} \qquad (2.1)$$

"Küçük (K)" bulanık kümesine ait elemanların yamuk üyelik fonksiyonu Şekil 2.3'de gösterilmiştir.

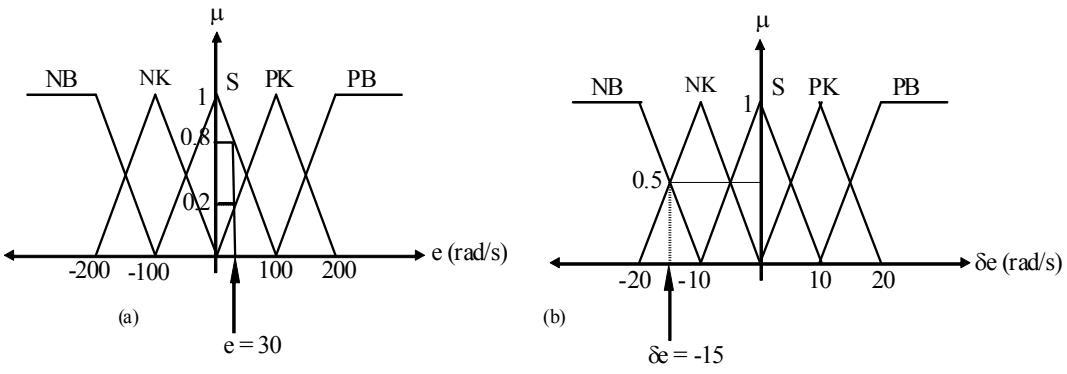


Şekil 2.3. Yamuk üyelik fonksiyonu

Matematiksel gösterimi ise denklem (2.2)'deki gibi olur (Jang ve ark., 1997).

$$\mu_K(x) = \mu_K(x;a,b,c,d) = \begin{cases} 0 & x < a \\ (x-a)/(b-a) & a \le x < b \\ 1 & b \le x \le c \\ (d-x)/(d-c) & c < x \le d \\ 0 & x > d \end{cases} \qquad (2.2)$$

Yukarıdaki gibi verilen üyelik fonksiyonları, tüm giriş uzayını (pozitif ve negatif) kapsayacak biçimde Şekil 2.4'deki gibi verilebilir. Şekil 2.4'de verildiği gibi giriş uzayı "Negatif Büyük (NB)", "Negatif Küçük (NK), "Sıfır (S)", "Pozitif Küçük (PK)", "Pozitif Büyük (PB)" kümeleriyle ifade edilir. Buna göre örneğin iki girişi, hata (e) ve hatadaki değişim (δe) olan bir bulanık denetleyici için bulanıklaştırma işlemlerinde kullanılabilecek üyelik fonksiyonları Şekil 2.4'de verilmiştir.



Şekil 2.4. Giriş değişkenleri için üyelik fonksiyonları (a) hata (b) hatadaki değişim

Şekil 2.4 ile verilen giriş üyelik fonksiyonlarında örneğin hata e=30 ve hatadaki değişim δe= - 15 ise, bulanıklaştırılmış üyelik değerleri

$$\mu_S(e) = \mu_S(30) = 0,8$$
$$\mu_{PK}(e) = \mu_{PK}(30) = 0,2$$
$$\mu_{NK}(\delta e) = \mu_{NK}(-15) = 0,5$$
$$\mu_{NB}(\delta e) = \mu_{NB}(-15) = 0,5$$

olarak bulunur.

Bilgi ve Kural Tabanı

Bulanık mantık uygulamalarında bilgi ve kural tabanı birimi kısaca "kural işleme birimi" olarak adlandırılır. Anlama kolaylığı sağlama ve şematik olarak ifade edebilme açısından bilgi tabanı ve kural tabanı, ikisi beraber kural işleme birimini oluştururlar. Kural işleme birimi, çıkarım ünitesi ile sürekli ilişki halindedir. Çünkü çıkarım ünitesi, karar verme işlemlerinde bilgi tabanına gidip bilgi tabanından üyelik fonksiyonlarıyla ilgili bilgileri; kural tabanından ise değişik giriş değerleri için tespit edilmiş olan kontrol çıkışları bilgisini alır.

Kural tabanını oluşturan kurallar aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- Her kural bağımsız bilgi parçasını içerir.
- Yeni kurallar diğer kurallardan bağımsız olarak kural tabanına eklenebilir.
- Eski kurallar diğer kurallardan bağımsız olarak değiştirilebilir.
- Kontrol sisteminin kararlarını ve çözümlerini içerir.

Bulanık kontrolün kural tabanında uzmanın dilsel tanımlamalarıyla elde edilmiş bir EĞER – O HALDE bulanık kümesi bulunur. Bununla beraber kurallar matematiksel bir bağıntıdan da türetilebilir. Bu kuralların oluşturulmasında diğer bütün parçalar kabul edilebilir ve etkin bir şekilde kullanıldığından kural tabanına bulanık kontrolün kalbi denilebilir.

Yapay zekâ alanında bilgiyi temsil etmek için birçok yöntem mevcuttur. Belki en yaygın olan yöntem insan bilgisini doğal dil çerçevesinde temsil etmektir. Bu form

genellikle EĞER - O HALDE biçiminde türkçeleştirebileceğimiz IF-THEN kural tabanı formudur. Bu kural formun genel biçimi denklem (2.3)'de verilmiştir (Ross, 1995).

EĞER neden (önceki olay) ise, O HALDE sonuç (nihayi olay)'dır. (2.3)

Bu kural, eğer önceki olay gerçekleşirse o zaman nihayi olay çıkarılabilir iznini vermektedir. Neden ile sonuç arasında bir haritalama yapma gibi düşünülebilir. En önemli nokta ise kural belirlemenin, insanların kullandığı ifade biçiminde olmasıdır. Yani doğal dilde tanımlanmıştır. (2.3) ifadesi temel alınarak bir bulanık sistemin Kanonik kural biçimi Çizelge 2.1'de gösterildiği gibi tanımlanır. Burada gösterilen kanonik kural formu bulanık kural ifade biçiminin en sade halidir (Ross, 1995).

Çizelge 2.1. Kanonik kural formu

Kural 1 :	EĞER koşul C^1 ise, O HALDE sınırlandırma R^1
Kural 2 :	EĞER koşul C^2 ise, O HALDE sınırlandırma R^2
⋮	⋮
Kural r :	EĞER koşul C^r ise, O HALDE sınırlandırma R^r

Yukarıda verilen kanonik kural formu, tek giriş – tek çıkış uzaylar arasında tanımlanmıştır. Daha öncede verildiği gibi, iki girişli bir sistemde Şekil 2.4 ile verilen üyelik fonksiyonları kullanıldığında, çıkış üyelik fonksiyonları da "Pozitif Büyük (PB)", "Pozitif Küçük (PK), "Pozitif Orta (PO), "Sıfır (S)", "Negatif Küçük (NK)", "Negatif Orta (NO)", "Negatif Büyük (NB)" olarak tanımlanır. Bu durumda her bir giriş için belirlenen kümelerin kartezyen çarpımları olarak kural tabanı aşağıdaki gibi tanımlanır.

Kural 1: EĞER Hata(e) "Negatif Büyük (NB)" ve Hata değişimi(δe) " Negatif Büyük (NB)" ise, O HALDE Çıkış(u) "Negatif Büyük (NB)"

Kural 2: EĞER Hata(e) "Negatif Büyük (NB)" ve Hata değişimi(δe) " Negatif Küçük (NK)" ise, O HALDE Çıkış(u) "Negatif Büyük (NB)"

Kural 3: EĞER Hata(e) “Negatif Büyük (NB)” ve Hata değişimi(δe) “ Sıfır (S)” ise, O HALDE Çıkış(u) “Negatif Orta (NO)”

Kural 4: EĞER Hata(e) “Negatif Büyük (NB)” ve Hata değişimi(δe) “ Pozitif Küçük (PK)” ise, O HALDE Çıkış(u) “Negatif Küçük (NK)”

Kural 5: EĞER Hata(e) “Negatif Büyük (NB)” ve Hata değişimi(δe) “ Pozitif Büyük (PB)” ise, O HALDE Çıkış(u) “Sıfır (S)”

… …

… …

… …

Yukarıda dilsel olarak tanımlanan kurallar, örneğin 25 kural için Çizelge 2.2’deki gibi gösterilir.

Önermeler denetleyici girdileri ile ilgiliyken; sonuçlar ise denetleyici çıktıları ile ilişkilidir. Her önerme, bu örnekteki gibi birbirine VE işlemiyle bağlı iki terimden oluşur. Bunun yanında önermeler ikiden fazla terimden de oluşabilir ve bu terimler VEYA işlemi ile de birleştirilebilir. Çıkışın birden fazla olduğu durumlarda sonuç kısmı birden çok terimin birleşiminden oluşabilir.

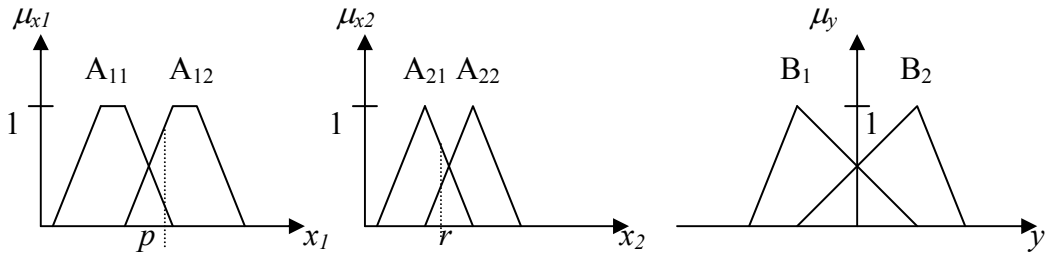
Çizelge 2.2. Kural tabanı

u=Çıkış		**δe=Hata değişimi**				
		NB	NK	S	PK	PB
e=Hata	NB	NB	NB	NO	NK	S
	NK	NB	NO	NK	S	PK
	S	NO	NK	S	PK	PO
	PK	NK	S	PK	PO	PB
	PB	S	PK	PO	PB	PB

Çıkarım Birimi

Çıkarım birimi, bulanıklaştırılmış verileri alıp, verilen kurallar kümesini kullanarak bulanıklaştırılmış çıktıları hesaplar (Aydoğdu, 2006). Bulanık sistemlerde, bulanık EĞER - O HALDE kuralları koşullu durumlar içererek bulanık değerlendirme işleminin kural kısmını oluşturur. Kurallar belirlendikten sonra giriş ve çıkışları *ilişkilendirme (implication)* biçimi seçilmelidir. Bulanık mantıkta birden fazla ilişkilendirme biçimi mevcuttur. Çeşitli bilim adamları giriş-çıkış ilişkilendirmesi için farklı matematiksel formülasyon sonucu çıktı veren çeşitli çıkarım biçimleri önermiştir (Jang ve ark., 1997). Uygulamada en yaygın olarak kullanılan çıkarım yöntemi, ilk olarak Mamdani (Yılmaz, 2007) tarafından önerilen ve min-max çıkarım olarak da bilinen yöntemdir. Mamdani Çıkarım (Min-Max Çıkarım) yönteminde "VE" ile bağlanmış değişkenlerin minimumları, "VEYA" ile bağlanmış değişkenlerin ise maksimumları alınır. Değişkenlerin üyelik fonksiyonları Şekil 2.5'de gösterilmiştir.

Giriş: $X = \{x_1, x_2\}$
Çıkış: $Y = \{y\}$



(a) x_1 girişi (b) x_2 girişi (c) y çıkışı

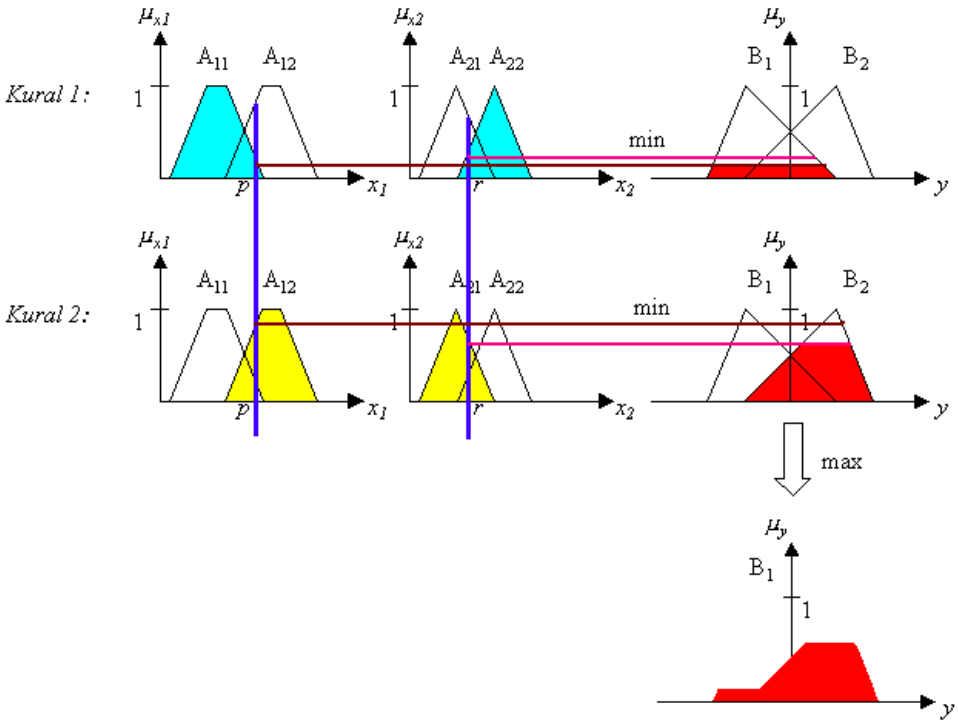
Şekil 2.5. Değişkenlerin üyelik fonksiyonları

İki giriş-tek çıkış ve iki kuraldan oluşan aşağıdaki gibi tanımlanan bir sistemin çıkarımı grafiksel olarak yapılmak istenirse şöyle olacaktır (Yavuz, 2002).

Kural 1: EĞER ($x_1=A_{11}$) ve ($x_2=A_{22}$) ise, O HALDE ($y=B_1$)
Kural 2: EĞER ($x_1=A_{12}$) ve ($x_2=A_{21}$) ise, O HALDE ($y=B_2$)

Bu kurallar ışığında x_1=p ve x_2=r değeri için çıkışın ne olacağını Mamdani çıkarım sistemi denklem (2.4)'deki gibi bulacaktır.

$$\mu_{B^k}(y) = \max_k \left\{ \min \left[\mu_{A_1^k}(p), \mu_{A_2^k}(r) \right] \right\} \quad k = 1, \cdots, \text{giriş sayısı} \tag{2.4}$$



Şekil 2.6. Mamdani çıkarım sistemi

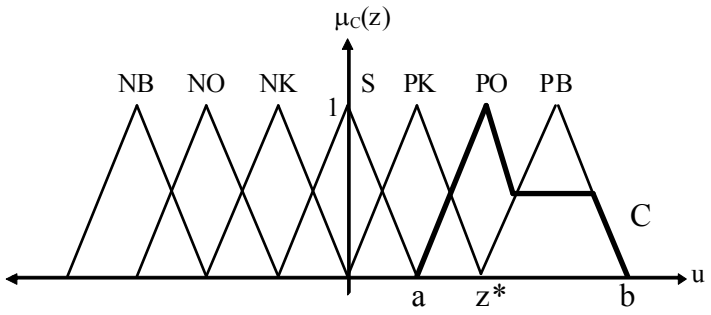
Mamdani çıkarım sistemi grafiksel olarak Şekil 2.6'da özetlenmiştir. x_1=*p*, x_2=*r* değeri için çıkarım yapılacak olursa, öncelikle *p* ve *r* değerlerinin hangi üyelik kümelerine dahil olduğu belirlenir. *p* değeri hem A_{11} hem de A_{12} dilsel değişkenine *r* değeri de hem A_{21} hem de A_{22} dilsel değişkenine üyedir. O zaman A_{11}, A_{12}, A_{21} ve A_{22} değişkenlerini içeren tüm kurallar denenmelidir. Sadece 2 kural olduğu için ve bu dört değişkenden herhangi biri her iki kuralda da içerildiği için her iki kural da denenecektir. Kurallar VE bağlacı ile bağlı olduğu için, ilgili üyelik derecelerinin minimum değerleri alınacaktır. Birinci kuralda *p*'nin A_{11}'e olan üyeliği *r*'nin A_{22}'ye olan üyeliğinden daha küçük olduğu için ilgili kuralın çıkışı, B_1'in üyelik değeri *p*'nin A_{11}'e olan üyelik değerine eşit veya daha küçük olan elemanları taranır. Böylece bir alan elde edilmiş olur. Aynı işlem ikinci kural için uygulanır. İki kuraldan elde edilen iki alan birleştirilir. Birleştirme işleminde "max" operatörü kullanılır ve nihayi bulanık çıkış elde edilmiş

olur. Gerekli çıkışın kesin değer olması istenilen durumlarda nihai çıktı "durulaştırma" yöntemlerinden biri kullanılarak kesin değere çevrilir (Yavuz, 2002).

Durulaştırma Birimi

Durulaştırma birimi, verilen bulanık verileri ve sözcük tanımlarını birleştirip gerçek veriyi oluşturur. Bu işlem; maksimum üyelik ilkesi, ağırlık merkezi yöntemi (centroid), ağırlıklı ortalama yöntemi ve toplamların merkezi yöntemi olmak üzere başlıca dört yöntemle yerine getirilir (Yüksel, 2006). Bulanık değerlendirme neticesinde elde edilen değerler bulanık kümelerdir; yani tek bir reel değer değil de reel değerler topluluğudur. Oysa gerçek sistemler tek değer prensibine göre çalıştığı için bulanık değerler tek değerlere çevrilmelidir. Bulanık değerlendirme işleminin son basamağı olan bu basamak bulanık çözme-çevirme anlamına gelen durulaştırma (defuzzification) olarak adlandırılır.

Şekil 2.7'de $a \leq z^* \leq b$ aralığında tanımlı olan bir C bulanık kümesi görülmektedir. Bu C kümesi genellikle birkaç C_i kümesinin birleşiminden oluşmaktadır. Bu C kümesine uygulanacak olan durulaştırma işleminin sonucu z^* olarak gösterilecek ve $a<z^*<b$ olacaktır. Bu z^* durulaştırılmış değeri seçilecek olan durulaştırma yöntemine göre farklılık gösterecektir (Yavuz, 2002).



Şekil 2.7. *C* bulanık kümesi

Literatürde kullanılan bazı durulaştırma yöntemlerinin isimleri ve denklemleri aşağıda verilmiştir.

1. ***Max-üyelik ilkesi:*** İsminden de anlaşılacağı üzere bu ilke bulanık kümenin yükseklik değerini durulaştırılmış değer olarak verecektir. Formülü (2.5'de verilmiştir

$$\mu_C(z^*) = \max[\mu_C(z)] \quad \forall\, z \in Z \tag{2.5}$$

2. ***Ağırlık merkezi yöntemi:*** Alanın merkezi veya ağırlık merkezi (center of gravity) olarak adlandırılan bu yöntem en çok tercih edilen durulaştırma yöntemi olup denklem (2.6)'da verilmiştir.

$$z^* = \frac{\int \mu_C(z) \cdot z dz}{\int \mu_C(z) dz} \tag{2.6}$$

3. ***Ağırlıklı ortalama yöntemi:*** Simetrik çıktılı üyelik fonksiyonları için tanımlanan bir yöntemdir. (2.7)'de verildiği gibi hesaplanır.

$$z^* = \frac{\sum \mu_C(\bar{z}) \cdot \bar{z}}{\sum \mu_C(\bar{z})} \tag{2.7}$$

4. ***Toplamların merkezi yöntemi:*** Toplamların merkezi (center of sums) olarak adlandırılan bu yöntem kümelerin birleşimi yerine kendilerini ayrı ayrı kullanmayı tercih eder. Denklem (2.8)'de verilmiştir.

$$z^* = \frac{\int_Z z \sum_{k=1}^{n} \mu_{C_k}(z) dz}{\int_Z \sum_{k=1}^{n} \mu_{C_k}(z) dz} \tag{2.8}$$

Yukarıda sayılan yöntemlerden duruma göre herhangi biri kullanılarak bulanık değerden kesin değer elde edilmiş olur.

2.1.3. Bulanık mantık uygulamaları

l965'te Lotfi A. Zadeh tarafından “bulanık mantık” kavramının ortaya atılmasıyla matematikte yeni bir çığır açılmıştır. Doğal dilde kullanılan terimlerin matematiksel olarak ifade edilebilmesi yeni sistemlerin keşfini hızlandırmıştır. Bu yeni bulanık sistemlerin belirsiz durumlarda dahi karar verebilme yetisine sahip olmaları ticari mal üreten şirketlerin dikkatinden kaçmamıştır. İlk ticari ürünün piyasaya sürülmesinin ardından yeni bulanık ürünler birbirini izlemiştir. Günümüzde artık pek çok alanda bulanık sistemler ve bulanık ürünler kullanılmaktadır.

Bulanık mantık bilim çevresine tanıtıldıktan sonra, ilk kez İngiltere'de ve Avrupa'da uygulama sahasına girmiştir. 1974 yılında Ebrahim Mamdani, laboratuar ortamında bir fuzzy buhar motoru denetleyicisi geliştirmiştir. İlk ticari uygulama ise l980'lerde çimento fırını denetleyicisi olarak ortaya çıkmıştır. Fırının kontrolünde bir operatör, fırının dört dahili konumunu izlemekte, dört grup işlemi yürütmekte ve bunlar arasındaki ilişkileri 40-50 kadar kural kullanarak dinamik olarak idare etmekteydi. Amaç, oldukça karmaşık birtakım kimyasal reaksiyonların kontrolüydü. Bu işlemde kullanılan kurallardan biri şu şekilde tanımlanmıştır.

"Eğer oksijen yüzdesi biraz yüksekse ve fırının torku normal ise, gaz akışını düşür ve yakıt hızını hafifçe azalt."

1990'lara gelindiğinde bulanık mantık artık tümüyle ticarileşmiştir. Bu alanda Japon firmalar bazı ev aletlerinin tamamında ve elektronik komponentlerde bulanık mantıktan yararlanmışlardır. Japon firmaların bu başarılı girişiminden sonra bulanık mantık ticari alanda tüm dünyaya yayılmış ve pek çok alanda kaçınılmaz olmuştur.

Bulanık mantık pratik olarak daha çok kontrol uygulamalarında kullanılmaktadır. Bunun en önemli sebebi kontrol edilmesi gereken sistemlerin çoğunlukla doğrusal olmayan (nonlinear), karmaşık sistemler oluşu; dolayısıyla lineer olarak modellenememeleridir. Bulanık sistemler modelden bağımsız olanak çalıştıklarından, kontrol uygulamaları için ideal çözüm olmaktadır. Bulanık mantık diğer alanlarda da özellikle yapay zekâ geliştirilmesinde, karar verme, sınıflandırma, örüntü tanıma, sinyal işleme, görüntü işleme, istatistik, sistem modelleme, optimizasyon gibi birçok alanda da bilgisayar ortamında birçok uygulamaları mevcuttur. Tüm bu alanlar içerisinde bulanık mantık prensibine göre çalışan çeşitli algoritmalar geliştirilmiş olup, hâlihazırda klasik algoritmalardan daha iyi sonuçlar alınmaktadır. Hatta yapay sinir ağları ile birlikte bulanık mantığın kullanılması, daha etkili sistem tasarımlarına

olanak vermektedir. Bu işlemin tek dezavantajı hesapsal olarak karmaşık olduğundan sistemi yavaşlatmasıdır.

Özet olarak bulanık mantığın uygulama alanlarının çok geniş olduğu söylenebilir. Sağladığı en büyük fayda ise "insana özgü tecrübe ile öğrenme" olayının kolayca modellenebilmesi ve belirsiz kavramların matematiksel olarak ifade edilebilmesine olanak tanımasıdır. Bu anlamda hem teoride hem de uygulama alanlarında bulanık mantığın kullanımı gelecekte artarak yaygınlaşacaktır.

2.2. Adaptif Kontrol

Adaptif kontrol, modern kontrolün en önemli alanlarından biri olup belirsizliklerin olduğu yapısal bozukluklar ve çevre değişiklikleri içindeki sistemlerin kontrolü ile ilgilenir. Bir adaptif kontrol sitemi, izin verilen olasılık sınıfı içinde düzenli olarak karar ve hata azaltma işlemleri yaparak sürekli olarak optimumu yakalamaya çalışır. Adaptif denetim kavramı, herhangi bir anda sistem davranışının ölçülebilme yeterliliği ve en uygun sistem cevabını sağlamak üzere denetleyici ayarlarının otomatik olarak yerine getirilebilmesi esasına dayanır. Bir adaptif kontrol sistemi, sistemin transfer fonksiyonu veya durum denklemleri gibi dinamik karakteristiklerini sürekli ve otomatik olarak ölçer ve bunları arzu edilen dinamik karakteristikler ile karşılaştırır ve çevresel değişimlere rağmen sistemin en uygun başarımını sağlamak üzere, karşılaştırmadan ortaya çıkan farkı denetleyici ayarlarını değiştirmek için kullanır (Yüksel, 2006).

Adaptif kontrolün esas amacı, denetlenen sistem parametrelerinde bir belirsizlik ya da bilinmeyen bir değişikliğin ortaya çıkması halinde tutarlı bir sistem performansını sürdürmektir. Parametre belirsizliklerinin veya değişikliklerinin meydana geldiği birçok pratik problemlerde endüstriyel çevrede adaptif kontrol faydalıdır.

Adaptif kontrol ilk defa 1951 yılında Draper ve Li tarafından düşünülmüştür. Onlar içten yanmalı motorlarda performans karakteristiklerinde oluşan belirsizlikleri optimize edecek bir kontrol sistemi ile ilgilenmiş olup, çalışmaları 1955'de yayınlanmıştır. Adaptif terimi ise ilk defa 1954'de Tsien tarafından insan beyninin modeli tanımlandığı zaman kullanılmıştır. 1955 yılında Benner ve Drenick adaptif karakteristikleri olan bir kontrol sistemi tasarlamışlardır.

Sonraki önemli adım, Whitaker tarafından 1958'de atıldı. Whitaker, uçak uçuş kontrol sistemini adaptif olarak düşünerek istenen ve gerçek olan işaretler arasındaki

hatayı referans model kullanarak elde etti. Bu hata işareti, sisteme istenen davranışı yaptıracak şekilde denetleyici parametrelerinin değiştirilmesinde kullanılmıştır. Bu çalışma model referans adaptif kontrolün başlangıcı olmuştur (Mandell ve ark., 1993).

1960 yılında Li ve Van Der Velde kontrol çevrimindeki limit çevrim tarafından parametre belirsizliklerinin kompanzasyonuna dayanan bir başka adaptif kontrol üzerinde çalışmışlardır. Bu tür sistemler kendi kendine osilasyona giren (self-tuning) adaptif sistemler olarak adlandırılmıştır.

İngiltere'den Belman ve Rusya'dan Feld Baum 1960-1961 yılları arasında olası belirsizliğe sahip sistemler için denetleyici tasarımındaki dinamik programlama üzerine çalışmalarını yayınladılar. Kontrol işaretinin parametre tahmini ve düzeltme gibi iki özelliği nedeniyle çift kontrol (dual control) terimi buradan doğmuştur.

1963'te Petrov, adaptif kontrole yeni bir yaklaşım getirdi. Kontrol girişinin bir röle veya anahtarlamanın fonksiyonu olduğu durumlarda, sistem çıkış yörüngesinin değişmediği varsayımına dayanan bir yöntemi kullanan sistemler, değişken yapılı sistemler (variable structure systems) olarak adlandırılmıştır.

Astrom ve Wittenmark, adaptif kontrolün diğer bir önemli konusu olan kendi kendini ayarlayabilen sistemleri (self-tuning regulators, STR) 1971'de geliştirmişlerdir. Bu kontrol sistemleri mikroişlemcilerle gerçekleştirilmeleri açısından kullanılışlı olmuşlardır. Bu çalışmalardan sonra STR'lere olan ilgi bütün dünyada hızla artmıştır.

Diğer bir önemli hamle, 1974'te Monopoli tarafından kararlı MRAK tasarımına, argüman hatası (argumental error) yaklaşımının tanımlanmasıdır. Bu tanımlama asimptotik kararlı adaptif algoritmalar geliştirme üzerine araştırmaların artmasına neden olmuştur. Sonuç olarak, hem sürekli zaman hem de ayrık zaman adaptif sistemler için 1980'li yıllarda pek çok yayınlar yapılmıştır. Sadece kararlılık değil aynı zamanda adaptif kontrole farklı yaklaşımların getirilmesi, MRAK ve STR sistemleri ile ilgili farklı adaptif algoritmaların geliştirilmesi söz konusu olmuştur.

Adaptif kontrol şimdi, dikkate değer teorik ve algoritmik ilerlemelerle oldukça yüksek bir olgunluk seviyesine ulaşmış olup büyük bir uygulama potansiyeline sahiptir. Adaptif kontrol sistemlerinin tasarımında özellikle global kararlılık açısından büyük ilerlemeler kaydedilmesiyle, çeşitli pratik problemlere birçok adaptif kontrol stratejisi başarıyla uygulanabilmiştir.

2.2.1. Adaptif kontrolün kullanım alanları

Sistem parametreleri ve giriş işaretindeki belirsizliklerin ve önceden görülemeyen değişimlerin bulunduğu durumlardaki birçok mühendislik problemlerinde adaptif kontrol kullanımına ihtiyaç olmuştur. Adaptif kontrolün genel olarak kullanım alanları aşağıda sıralanmıştır:

1. **Uydu konum kontrolü:** Bazı uydular kısa süreli ve oldukça düzensiz olayları gözlemlemek için kullanılır. Uygun gözlemleme zamanının arttırılması için uydunun çok hızlı olarak yeniden yönlendirilmesi gerekir (Lee, 1990).
2. **Füze ve roket kontrolü:** Yakıt tükendikçe kütle ve ağırlık merkezi de buna bağlı olarak değişir (Mandell ve ark., 1993).
3. **Gemilerde rota kontrolü:** Geminin yüküyle, hızıyla, suyun derinliğiyle ve içinde bulunulan çevre şartları ile (rüzgâr, dalgalar, v.b.) transfer fonksiyonunun dinamik karakteristikleri değişir (Alarçin, 2005).
4. **Uçuş kontrolü:** Yerden uzaklığa bağlı olarak değişen hava yoğunluğu uçakların uçuş dinamiklerini etkiler (Lennon ve Passino, 1999).
5. **Elektriksel sürücülerin kontrolü:** Kâğıt kesme, kâğıt sarma, tel çekme makineleri gibi bazı elektriksel makinelerde makine devrinin sabit kalması gereklidir.
6. **Metalürjiye ait kontrol işlemleri:** Çeşitli işlemlerin parametreleri fırından fırına farklılık gösterir. Başlangıç koşulları her zaman aynı değildir. Kullanılan malzemeler tam olarak aynı değildir. Reaktör karakteristikleri de onun ömrüne bağlı olarak değişir.
7. **Zamanla yükü değişen endüstriyel sistemler:** Servo makineler, gezici robot sistemleri ve robot kolu uygulamaları örnek sayılabilir.

Tüm adaptif kontrol metotlarında genel strateji bir sonraki adımda meydana gelecek hatayı minimuma indirgeyecek sistem parametrelerinin sistematik bir şekilde tahmini olarak hesaplanmasına dayanır. Öğrenme metodu ise sistemin bir önceki yörünge takibinde yapmış olduğu hataları kullanarak bir sonraki yörünge için kontrol sinyali hatalarının sistematik bir şekilde ayarlanması esasına dayanır.

Pratik kontrol problemlerinin çoğunda karşılaşılan değişken durumlar maddeler halinde aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Sistemin transfer fonksiyonunun derecesinin veya parametrelerinin değişmesi,
- Giriş işaretinin yapısındaki değişimler,
- Sistem parametrelerinin giriş/çıkış bozucuları nedeniyle değişmesi,
- Sistemdeki lineer olmayan davranışlar,
- Ölü zaman gecikmesi,
- Kontrol sistemi yeni bir işlemle görevlendirildiği zaman ortaya çıkan belirsizlikler, değişken yükler,

Yukarıda maddeler halinde belirtilen tüm durumlarda klasik denetleyiciler sistem performansını kabul edilebilir düzeyde yürütemezler. Bu değişiklikleri kompanze edebilecek özel bir sınıf kontrol sistemi gerektirirler. İlk denemelerde bu problemleri çözmek için çevrim kazancı ayarlanabilir lineer olmayan tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Bu tür sabit kompanzatörler çalışma şartlarının belli sınırları içinde başarılı olmuştur. Bu gibi durumlarda değişimleri düzenleyecek adaptif kontrol sistemleri uygulanmıştır. Ayrıca sistemin adaptif kısmında basit bir öğrenme mekanizması oluşturulmuş ve uygulanmıştır. Bu adaptif kontrol sitemleri bozulmaların olduğu durumlarda kararlılığı garanti edecek şekilde tasarlanmıştır. Tasarımcılar bunları yaparken ayrıca adaptasyon algoritmalarının yüksek hızlı, harcanan zaman ve kapasitenin ise az olması gerektiğini göz önünde bulundurmuşlardır.

Bir adaptif denetleyicinin alışılagelmiş denetleyicilerden farkı bu denetleyici parametrelerinin değişkenliği ve bu parametrelerin sistemdeki sinyaller üzerinde eş zamanlı olarak ayarlanması için bir mekanizmanın olmasıdır. Adaptif denetleyicinin inşası için iki ana yaklaşım vardır. Birincisi “Model Referans Adaptif Kontrol” metodu, ikincisi ise “Kendi Kendini Ayarlayan Kontrol” metodudur.

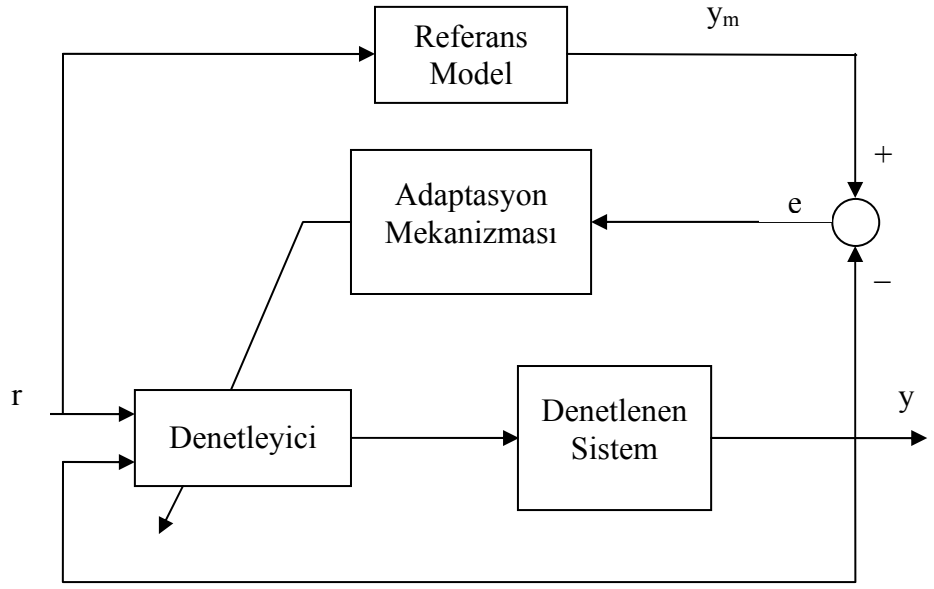
2.2.2. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK)

Model referans adaptif kontrol sisteminde gerçek sistem ile karşılaştırmaya esas olarak bir matematiksel model kullanılır. Matematiksel model gerçek sistemle aynı girişi alır. Gerçek sistem ile model referans çıkışı arasındaki farka bağlı olarak bir hata

oluşturulur. Daha sonra bu hata denetleyici ayarlarının değiştirilmesinde esas teşkil etmek üzere kullanılır.

Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) dört ana bölümden oluşur. Bilinmeyen parametreleri olan bir denetlenen sistem, denetim sisteminin istenilen çıkışını gösteren bir referans model, ayarlanabilir parametreleri içeren bir geri beslemeli denetleyici, ayarlanabilir parametrelerin yenilenmesi için bir adaptasyon mekanizması.

Model referans adaptif kontrol sistemleri genel olarak Şekil 2.8'deki gibi gösterilir.



Şekil 2.8. Bir model referans adaptif kontrol sistemi blok diyagramı

Model referans adaptif kontrol sisteminde değişkenleri düzenleyen mekanizma gradient yöntemi veya Lyapunov direk yöntemi gibi bir kararlılık teorisi kullanmak suretiyle iki şekilde gerçekleştirilebilir. Model referans adaptif kontrol sistemine ilk uygulanan gradient yöntemi MIT tarafından gerçekleştirildiğinden buna "MIT kuralı" denmiştir (Bingül ve Küçük, 2008).

Denetlenen sistem, bilinen bir yapıya sahip olmasına karşın parametreleri bilinmemektedir. Doğrusal denetlenen sistemler için bunun anlamı, kutupların ve sıfırların sayısının bilinip, yerlerinin bilinmemesidir. Doğrusal olmayan denklemlerde ise bunun anlamı dinamik denklemlerin yapısının bilinmesi fakat bazı parametrelerin bilinmemesidir (Li ve Slotine, 1991).

Dıştan gelen komutlara karşı adaptif denetim sisteminin vermesi gereken ideal cevabı belirlemek için referans model kullanılmaktadır. Bu referans model

parametreleri ayarlamak suretiyle adaptasyon mekanizmasında olması gereken ideal denetlenen sistem cevabını sağlar. Referans modelin seçimi, adaptif kontrol sistemi tasarımının bir parçasıdır. Bu seçim iki şeyi sağlamalıdır: Birincisi, referans model denetim işlemlerinde belirtilen performans kriterlerini (yükselme zamanı, yerleşme zamanı, aşma veya frekans domeini karakteristikleri) sağlamalıdır. İkincisi ise bu ideal davranışın, adaptif kontrol sisteminde de başarılı olması gerekliliğidir. Yani eğer denetlenen sistem modelle uğraşılıyorsa onun doğasından gelen bazı kısıtlamalar da olacaktır (örneğin derecesi ve bağıl derecesi gibi).

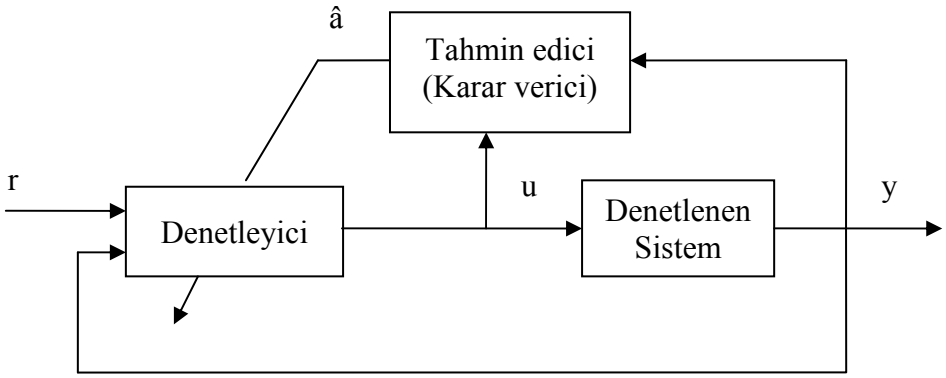
Denetleyici, genellikle birkaç tane ayarlanabilir parametre ile kullanılır. Yani ayarlanabilir parametrelere muhtelif değerler vermek suretiyle bir denetleyici elde edilebileceği anlamındadır. Takipteki yakınsama ihtimalini sağlamak için denetleyicinin mükemmel bir izleme yeteneği olması gerekir. Bunun manası, denetlenen sistem parametrelerinin tam olarak bilinmesi halinde ona karşı düşen denetleyici parametreleri, denetlenen sistem çıkışını referans modelinkine benzer hale getirmelidir. Adaptasyon mekanizması denetleyici parametrelerini öyle ayarlayacaktır ki mükemmel izleme asimptotik olarak yapılacaktır. Denetim kuralı ayarlanabilir parametreler cinsinden doğrusalsa buna "doğrusal parametrelendirilmiş" denir. Garantili bir kararlılık ve yakınsak takibe sahip adaptif mekanizmaları elde etmek için mevcut adaptif kontrol tasarımlarının normal olarak denetleyicinin doğrusal parametrelendirilmesine ihtiyacı vardır. Adaptasyon mekanizması, denetim kuralındaki parametreleri ayarlamada kullanılır. Model referans adaptif kontrol sistemlerinde, adaptasyon kuralı, denetlenen sistem cevabını referans modelinkiyle aynı yapacak şekilde parametreler arar. Yani adaptasyonun amacı yakınsama hatasını sıfır yapmaktır. Açıkçası klasik denetimden esas fark, bu mekanizmanın varlığında yatmaktadır (Bingül ve Küçük, 2008).

Adaptasyon mekanizması tasarımındaki esas konu, parametreler değiştirilirken denetim sisteminin kararlı kalmasını ve hatanın sıfıra yakınsamasını garanti edecek bir mekanizma sentezlemektir. Doğrusal olmayan denetimdeki Lyapunaov teorisi, Hyperstability teorisi ve Passivity teorisi gibi pek çok teori bu tip durumlar için kullanılabilir. Bu teorilerin uygulamada birbirlerine göre üstünlükleri olsa da sonuçları genellikle denktir (Li ve Slotine, 1991).

2.2.3. Kendi Kendini Ayarlayan (Self-Tuning) Kontrol

Şekil 2.9'da blok şeması verilen kendi kendini ayarlayan kontrol, modele dayanan sistemden bir kademe daha ileri seviyede olup, gerçek sistemden alınan daha fazla giriş ve çıkış verisinin güncelleştirilmesi gerekir. Kendi kendini ayarlayan kontrolün üç temel fonksiyonu vardır (Yüksel, 2006).

- Sistem dinamik karakteristiğinin tanımlanması,
- Sistem tanımına dayanan kararın üretilmesi,
- Üretilen karara dayanan düzeltme.



Şekil 2.9. Kendi kendini ayarlayan denetleyici

Günümüzde bilgisayar esaslı kendi kendini ayarlayan denetleyici, sistem dinamiğinin kestirimini yapar ve bu tahmin değerlerini en uygun denetleyici ayarlarını yerine getirmek için kullanır. Her bir örnekleme aralığındaki sistem parametrelerinin sürekli güncelleştirilmesi işlemi "tekrarlı parametre kestirimi" adını alır. Bu yöntemde daha önceden kestirimi yapılan parametreler bellekte saklanmış olup bu değerler denetim fonksiyonun düzgünleştirilmesi için en küçük kareler yöntemi içinde kullanılabilir. Daha sonra, parametrelerin mevcut olduğu en son sistemde kendi kendini ayarlayan denetleyici, denetleyici ayarlarının en uygun olması için bazı tasarım işlemlerine gider. Bu tasarım genellikle sistemin arzu edilen çıkış cevabına dayanır. Bu tasarım işlemlerinden birisi de kararlılık çözümlemesi için kök-yer eğrisi yöntemine dayanır. Denetim algoritmasındaki kazançların ve zaman sabitlerinin ayarlanması yolu ile kullanılan yöntem, transfer fonksiyonunu ayar etmeyi ve dolayısıyla da çıkış cevabını araştırır. Diğer işlemler genellikle Ziegler ve Nichols kurallarına dayanır.

Kendi kendini ayarlayan kontrol genellikle ölü zaman gecikmesi, doğrusalsızlıklar ve çoklu denetim döngüleri ile karmaşık hale gelen sistemlerde uygulanır. Bu tür sistemlerin kararlılığı çoğu durumlarda, genel bir teori bulunmamasından dolayı, saptanabilir değildir. Bu nedenle birçok kendi kendini ayarlayan denetleyiciler iyi tanımlanmış PID denetleyicilerine dayanmakla birlikte buna güçlendirilmiş uyarlanabilirlik de ilave edilmiştir. Ticari olarak sağlanabilen değişik kendi kendini ayarlayan denetleyici sistemleri mevcuttur (Yüksel, 2006).

2.3. Bulanık Adaptif Kontrol

Bulanık kontrol belli bir zamana göre değişen, doğrusal olmayan, iyi tanımlanamayan işlemlerin denetlenmesinde son yıllarda klasik kontrol yöntemlerine pratik bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır. Bulanık kontrolün ticari ve endüstriyel alanlarda pek çok başarılı uygulaması bulunmaktadır (Maeland ve Porter, 1991). Buna karşın bulanık kontrolün ciddi manada dezavantajları da vardır:

1. Bulanık denetleyicide yer alan pek çok parametrenin doğru bir şekilde ve tam olarak nasıl seçileceği çoğu zaman belirgin değildir. Üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi, durulaştırma ve çıkarım mekanizmalarının oluşturulması buna örnek olarak verilebilir.
2. Bulanık denetleyici, önceden anlaşılamayan ve önemli miktardaki parametre değişiklikleri, yapısal değişiklikler ya da çevreden gelen bozucu etkilerin ortaya çıkması halinde bir müddet sonra görevini yapmakta yetersiz kalabilir.

Bulanık kontrol sistemlerinin bu açıklarını kapatan yüksek performanslı, adaptif yapılı öğrenmeli denetim sistemleri tasarlanmıştır.

2.3.1. Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD)

Bulanık model referans öğrenmeli denetim, bulanık denetleyicilerin tasarımında karşılaşılan bazı problemlere çözüm getireceği düşünülen bir denetim algoritmasıdır. Bu algoritma bilgi tabanlı bir bulanık denetleyicinin sentezlenmesi ve ayarlanmasını sağlamak amacıyla kapalı çevrim performansına ilişkin bir geri besleme elde etmek üzere bir referans model kullanır. Bu referans model kontrol edilen düzeneğin yani

denetlenen sistemin davranması istenilen modeldir. Bu nedenle bu tip denetleyiciler "bulanık model referans öğrenmeli denetim" sistemleri olarak adlandırılır.

Bulanık model referans kontrol sistemleri, sistem çıkışının model çıkışını takip etmesi için tasarlanmış kontrol sistemleridir. Adaptasyon işlemi tamamlandığında kontrol edilen sistemin özellikleri, arzu edilen modelin özelliklerine benzemektedir. Kullanılacak olan referans model, kontrol edilen sistemin arzu edilen davranışını sergiler. Referans model çıkışı ile sistem çıkışı karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda referans model çıkışı ile sistem çıkışı arasındaki model hatası elde edilir. Elde edilen bu hata değerleri ise denetleyiciyi eğitmek için kullanılır (Maeland ve Porter, 1991).

Bulanık model referans öğrenmeli denetim, klasik uyarlamalı denetimdeki bilinen belli başlı fikirleri kullanmak suretiyle Procky ve Mamdani'nin dilbilimsel kendinden organizeli denetleyicisinin nasıl iyileştirileceği üzerine bir araştırmadan geliştirilmiştir (Astrom ve Wittenmark, 1999).

Bulanık model referans öğrenmeli denetimin kendinden organizeli sisteme karşı ilk göze çarpan avantajı tam bir ters modelin kullanışının zorunlu olmadığı yani bir ters modele bağımlılığın olmadığıdır. Hatta birçok uygulamada ters modeli çıkarmanın zor olduğu bilinmektedir. Ayrıca dilbilimsel kendinden organizeli denetim sistemi için performans kriteri, aslında sadece yükselme zamanı ile aşma arasındaki bağıntıyı karakterize edebilir ve dolayısıyla hangi performansta olacağını belirlerken fazla bir esneklik sağlamaz.

Bir referans model kullanarak bulanık model referans öğrenmeli denetimde istenen herhangi bir performansın çok hassas bir şekilde elde edilmesi imkânı bulunur. Bunun yanında Procky ve Mamdani'nin bilgi tabanı güncelleme algoritmasının bulanık denetleyicinin giriş ve çıkışları arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir bulanık ilişki düzenleme tablosuna dayandığına dikkat edilmelidir. Genellikle tüm giriş ve çıkış uzayının bir bilgisayardaki bulanık ilişkisini elde etmek üzere tüm giriş çıkış uzayının ayrık seviyelere parçalanması gerektiğini gösterir. Bir bulanık ilişki tablosu genellikle gerçek dünya uygulamaları için birçok giriş ihtiva edeceğinden dolayı büyük çapta bellek ihtiyacı ve hesaplama ortaya çıkacaktır. Bulanık model referans öğrenmeli denetim yönteminde bir bulanık ilişki tablosu yerine, bir kural tabanlı dizi tablosu kullanılmak suretiyle hesaplama süresi ve bellek ihtiyacını azaltan bilgi tabanlı bir güncelleme algoritması kullanılmaktadır.

Bilgi tabanı güncellenmesi yaklaşımı hem kendinden organizeli denetim hem de bulanık model referans öğrenmeli denetim yöntemini kullanmaya yeterince esnektir. Sonuçta kendinden organizeli denetim robotik, motor ve sıcaklık denetim, kan basıncı kontrolü ve uydu kontrolünde kullanılmıştır. Bulanık model referans öğrenmeli denetim ise son zamanlarda,

- Kendinden organizeli sistem üzerinde belli başlı iyileştirmelerin yapıldığı bir sarkaç sistemi (Layne ve Passino, 1994),
- Yolda dikkate değer değişiklikler olduğunda performansı arttırmak üzere ABS fren sistemi (Layne ve ark., 1995),
- Klasik model referans uyarlama denetimine göre bazı avantajları olduğu ifade edilen kargo gemisinin dümen denetimi (Layne ve Passino, 1993),
- Bir yük değişimindeki etkileri telafi etme kabiliyetini arttırma amaçlı iki eklemli robot kolu denetimi (Yavuz, 2002),
- Bir problem çıkması halinde uçak denetimindeki kuralın yeniden düzenlenmesi (Passino, 1996)

işlerinde kullanılmaktadır.

Denetlenen sistem parametrelerini tam bir şekilde tanımlamaksızın denetleyici parametrelerini doğrudan güncelleyebilmeleri sebebiyle bilinen uyarlamalı denetim terminolojisi kullanılırsa, bulanık model referans öğrenmeli denetim ile kendinden organizeli denetimin "doğrudan" uyarlamalı denetim oldukları söylenebilir. Doğrudan uyarlamalı denetim üzerine bir diğer literatür, denetlenen sistemdeki sürekliliği sağlamak amacıyla uyarlamalı bir bulanık sistemin geliştirildiği çalışma, bir bulanık sistemin kendisine otomobil hız kontrol cihazına yönelik sürücü karakteristiklerine göre uyarladığı yaklaşımlardır.

Tahmin ve tanımaya yönelik bulanık sistemlerin kullanımı "dolaylı" uyarlamalı bulanık denetim tekniklerinin (denetlenen sistem parametrelerinin belirlendiği ve denetleyici parametrelerini ayarlamak için kullanılan teknikler) kullanılması halinde uygundur. Bununla birlikte dolaylı bulanık model referans öğrenmeli denetimdeki bulanık ters model oldukça farklıdır. Sonuçta bulanık model referans öğrenmeli denetimdeki başlangıç sonuçları (Layne, 1992)'de tanıtılmış olup uyarlamalı öğrenmeyle ilgili diğer bir takım teknikler de geliştirilmiştir. Bulanık model referans

öğrenmeli denetimde bulanık sistemleri ayarlamak için sinirsel (neural) yaklaşımlar kullanılmış olup kararlı hale getirecek bir bulanık uyarlamalı denetim düzeni gösterilmiştir.

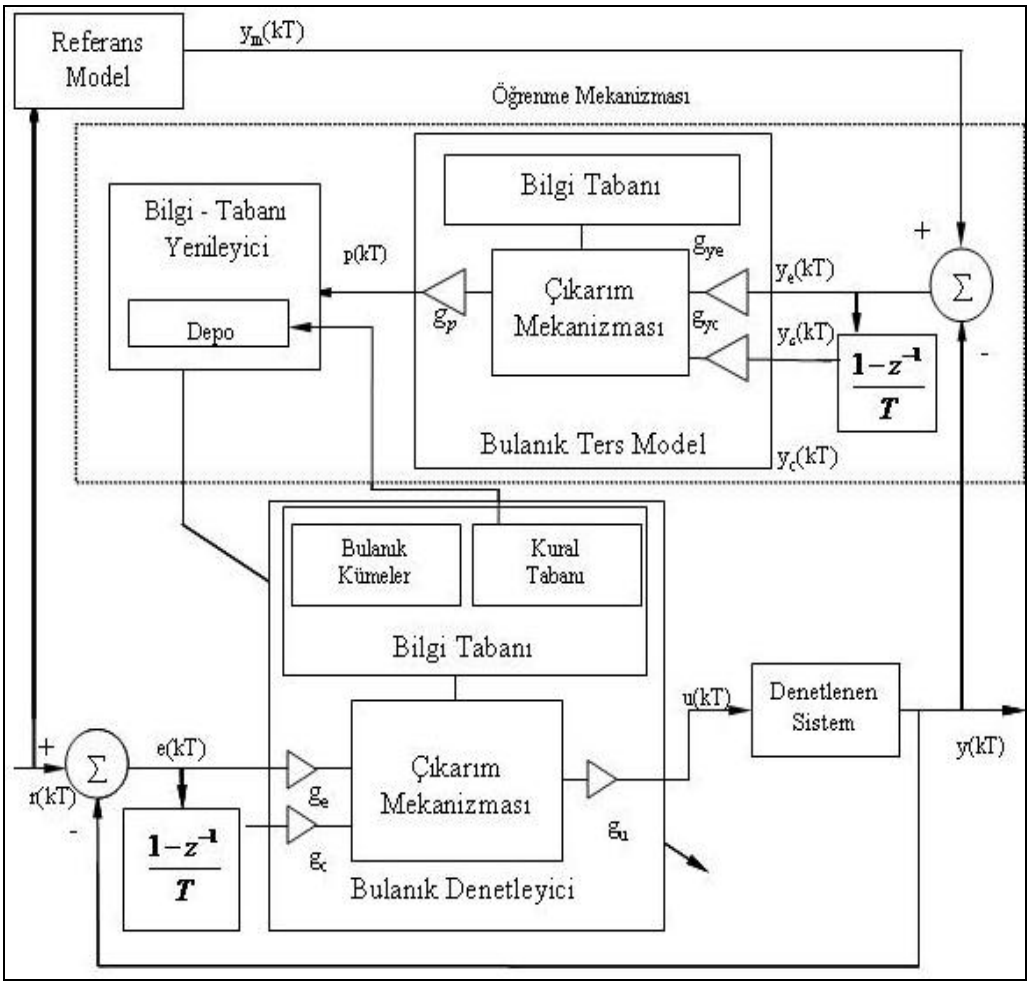
Öğrenmeye dayalı bulanık denetim sistemleri, değişikliklere adapte olabilen dayanıklı sistemlerdir. Öğrenmeli denetim tekniğinde dile dayalı denetim kavramları bir adım daha ileri götürülmüş ve alışılagelmiş "model referans uyarlamalı denetim" için kullanılan bazı temel fikirlerden istifade edilmiştir. Bir öğrenmeli denetim tekniğinde aşağıdaki işlemlerin yer alması beklenir:

- Bir bulanık denetim sisteminden elde edilen verilerin gözlemlenmesi,
- O andaki performansın ortaya çıkarılması,
- Önceden belirlenmiş performansa yönelik birtakım amaçları karşılayacak şekilde bulanık denetleyicinin otomatik olarak düzenlenmesi.

BMRÖD yapısında, klasik denetleyicilerin (genelde doğrusal) ayarlandığı MRAK'e benzer, kapalı çevrim sistemin önceden belirlenmiş bir referans model gibi davranmasını sağlayacak şekilde bulanık denetleyiciyi ayarlayan bir öğrenme mekanizması gerekir. Öğrenme ve uyarlama tanımlarından esinlenerek, Model Referans Adaptif Kontrole benzerliği ve yaptığı ayarlamaları hatırlamasıyla benzersiz bir yaklaşım olması sebebiyle bu yeni öğrenmeli denetim tekniğine Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) adı verilmiştir (Passino, 1996).

2.3.2. BMRÖD yönteminde bulanık denetleyici yapısı

Şekil 2.10'da T örnekleme periyodu olmak üzere, denetlenen sistemin r-boyutlu $u(kT)=[u_1(kT).....u_r(kT)]^t$ vektörüyle belirtilen r-girişe ve s-boyutlu $y(kT)=[y_1(kT).....y_s(kT)]^t$ vektörüyle belirtilen s-çıkışa sahip olduğu varsayılmıştır. Genellikle bulanık denetleyici girişleri, denetlenen sistem çıkışı $y(kT)$ ve referans girişi $y_r(kT)$'nin doğrusal fonksiyonu yoluyla üretilir. Bulanık denetleyicinin girişleri s-boyutlu $e(kT)=[e_1(kT).....e_s(kT)]^t$ vektörüyle belirtilen hata ve n-boyutlu $c(kT)=[c_1(kT).....c_n(kT)]^t$ vektörüyle belirtilen hatadaki değişimdir (Layne ve Passino, 1996).



Şekil 2.10. BMRÖD'in fonksiyonel mimarisi

Hata ve hatadaki değişim sırasıyla (2.9) ve (2.10)'daki gibi tanımlanmıştır;

$$e(kT) = y_r(kT) - y(kT) \tag{2.9}$$

$$c(kT) = \frac{e(kT) - e(kT-T)}{T} \tag{2.10}$$

İstenilen süreç çıkışı $y_r(kT)=[y_{r1}(kT).....y_{rs}(kT)]^t$ şeklinde belirtilmiştir. Genellikle, bulanık denetleyici uygulamalarının esnekliği için her bir süreç giriş uzayı sabit ölçeklendirme faktörü vasıtasıyla [-1,+1] aralığında normalize edilir. Buradaki bulanık denetleyicinin tasarımında hata *e(kT)*, hatadaki değişim *c(kT)* ve denetleyici çıkışı *u(kT)* için sırasıyla g_e, g_c ve g_u kazançları normalize işleminde kullanılmaktadır (Karaduman, 2006).

Daha iyi bir sonuç için *s*-girişli ve *r*-çıkışlı (Multi-input and multi-output, MIMO) bulanık denetleyici gibi davranan, ona eşdeğer olan *r*-girişli ve tek çıkışlı (Multi-input and single-output, MISO) bulanık denetleyicilerden faydalanılmıştır. Bulanık denetleyicide yürütülen n. süreç girişiyle ilgili EĞER - O HALDE denetim kuralı aşağıdaki gibidir (Karaduman, 2006);

EĞER $\tilde{e}_1$, $\tilde{E}_1^{\,j}$ ise ve … ve $\tilde{e}_s$, $\tilde{E}_s^{\,k}$ ise ve $\check{c}_1$, $\check{C}_1^{\,l}$ ise ve …ve $\check{c}_s$, $\check{C}_s^{\,m}$ ise, O HALDE $\tilde{u}_n$, $\tilde{U}_n^{\,j,\ldots,k,l\ldots m}$ dir.

Yukarıdaki ifadede, $\tilde{e}_a$ ve $\check{c}_a$ dilsel değişkenler olup e_a ve c_a kontrol girişleri ile ilgili değişkenlerdir. $\tilde{u}_n$ ise yine dilsel değişken olup u_n kontrol çıkışı ile ilgili bir değişkendir. $\tilde{E}_a^{\,b}$ ve $\check{C}_a^{\,b}$, sırasıyla $\tilde{e}_a$ ve $\check{c}_a$ ile ilgili b. dilsel değerlerdir. $\tilde{U}_n^{\,j,\ldots,k,l\ldots m}$ ise $\tilde{u}_n$ ile ilgili dilsel sonuç değerleridir (Layne ve Passino, 1996). Bulanık küme teorisi kullanılarak yukarıdaki kontrol kuralı aşağıdaki gibi yeniden tanımlanabilir;

EĞER $E_1^{\,j}$ ve … ve $E_s^{\,k}$ ve $C_1^{\,l}$ ve … ve $C_s^{\,m}$ ise, O HALDE $U_n^{\,j,\ldots,k,l\ldots m}$ dir.

Burada $E_a^{\,b}$, $C_a^{\,b}$ ve $U_n^{\,j,\ldots k,l,\ldots,m}$ bulanık kümeleri gösterirken bu bulanık kümeler sırasıyla $\tilde{e}_a$ için $\tilde{E}_a^{\,b}$, $\check{c}_s$ için $\check{C}_s^{\,m}$, $\tilde{u}_n$ için $\tilde{U}_n^{\,j,\ldots,k,l\ldots m}$ dilsel ifadeleri nicelemektedir. Bu bulanık çıkarım denklem (2.11)'deki bir bulanık ilişki ile de ifade edilebilir;

$$R_n^{\,j,\ldots,k,l,\ldots,m} = (E_1^{\,j}\ x \ldots x\ E_s^{\,k})\ x\ (C_1^{\,l}\ x \ldots x\ C_s^{\,m})\ x\ U_n^{\,j,\ldots,k,l\ldots m} \qquad (2.11)$$

Bu denetim kuralına ilişkin bulanık denetleyici karar mekanizması denklem (2.12)'deki gibi ifade edilebilir:

$$\hat{U}_n^{\,j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT) = [((\hat{E}_1(kT)\ x\ \hat{E}_2(kT)\ x \ldots x\ \hat{E}_s(kT))\ x\ ((\hat{C}_1(kT)\ x\ \hat{C}_2(kT)\ x \ldots x\ \hat{C}_s(kT))]\ o\ R_n^{\,j,\ldots,k,l,\ldots,m} \qquad (2.12)$$

Burada $\hat{E}_j$(kT) ve $\hat{C}_j$(kT) sırasıyla bulanıklaştırılmış hata ve hatadaki değişimi ifade eder. Bununla bağlantılı olarak da *e(kT)* veya *c(kT)* , $\hat{U}_n^{\,j,\ldots,k,l,\ldots,m}$(kT) nin j. elemanını ima eden bulanık kümeyi göstermekte olup 'o' ise Zadeh'in bileşim işlemini ifade etmektedir. Ayrıca bulanık sistem tasarımında denetleyici çıkışları denklem

(2.13)'deki gibi sıkça "Ağırlık Merkezi" (COG) metoduna göre hesaplanmaktadır (Yavuz, 2002).

$$u_n(kt) = \frac{\sum_{j,\ldots,k,l,\ldots,m} A_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT) c_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT)}{\sum_{j,\ldots,k,l,\ldots,m} A_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT)} \tag{2.13}$$

Burada $\hat{A}_n^{j,\ldots,k,l,\ldots m}(kT)$ ve $\hat{c}_n^{j,\ldots,k,l,\ldots m}$, $\hat{U}_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT)$ ile ilişkili üyelik fonksiyonuna ait olan sırasıyla alan ve alan merkezidir.

2.3.3. Referans model

Referans model işlemin istenilen performansa ulaşabilme kabiliyetini sağlar. Yani denetim sisteminin vermesi gereken ideal cevabı gösterir. Genellikle referans model doğrusal ya da doğrusal olmayan, zamana bağlı olan veya zamana bağlı olmayan, ayrık ya da sürekli zaman gibi herhangi bir dinamik sistem olabilir. Bütün sistemin performansını hesaplamak için denklem (2.14)'deki gibi referans model ile ilgili $y_e(kT)=[y_{e1} \ldots\ldots y_{es}]^t$ hata sinyali üretilir (Layne ve Passino, 1996).

$$y_e(kT) = y_m(kT) - y(kT) \tag{2.14}$$

Verilen referans model kararlılık, aşma, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi tasarım ölçütlerini karakterize eder. Referans modelin girişi olan referans giriş $y_r(kT)$ dir. Eğer öğrenme mekanizması bütün zamanlar için $y_e(kT)$ yi çok küçük kalması için zorlarsa, kontrol edilen sürecin istenen performansı ile karşılanır. Eğer performans $y_e(kT) \approx 0$ iken karşılanırsa o zaman öğrenme mekanizması bulanık denetleyicide önemli bir değişiklik yapmaz. Öte yandan $y_e(kT)$ büyükse istenen performans sağlanmamış demektir ve öğrenme mekanizmasının bulanık denetleyiciyi ayarlaması gerekir (Karaduman, 2006).

Öğrenme mekanizması, kapalı çevrimli sistemin referans model gibi davranması için bir direkt bulanık denetleyicinin bilgi-tabanı yenileme işlemini gerçekleştirir. Bu bilgi-tabanı yenilemeleri denetleyici, referans model ve kontrol edilen işlemin veri bilgilerini gözlemlemeye dayanarak yapılır.

Bulanık model referans öğrenmeli denetimde öğrenme mekanizması iki kısımdan oluşur. Bunlar bulanık ters model ve bilgi-tabanı yenileyicidir (Layne ve Passino, 1996). Bulanık ters model, çıkış işlemlerindeki gerekli adresleme değişikliklerini gerçekleştirir. Bilgi-tabanı yenileyici ise giriş işlemlerindeki gerekli değişiklikleri etkilemek için bulanık denetleyicinin bilgi tabanında değişiklikler ve yenilikler yapar.

2.3.4. Bulanık ters model

Geleneksel yöntemlerde, tam bir matematiksel modele ve fiziksel işlemlere ilişkin kabullere bağımlılık vardır. İşlemlerin matematiksel modeline olan bu bağımlılık uygulamalarda ciddi güçlüklere sebep olabilir. Örneğin, böyle bir yaklaşımda denetlenen sistemde genellikle sabit bir kazanç olduğunun kabullenilmesi gerekmektedir ve uyarlama mekanizmasının da bu durumdan kaynaklanabilecek olumsuzluğu karşılayabileceği düşünülmektedir.

Bulanık ters model, denetlenen sistem çıkışı *y(kT)*'yi referans model çıkışı $y_m(kT)$'ye mümkün olduğu kadar yakınlaştırmaya yöneltecek değişikliğin nasıl olacağını karakterize etmek için kullanılır. Aşma olmaması için y_{ei} değerinin küçük olmasının yanında, değişiminin de küçük olması istenmektedir. Şekil 2.10'da bulanık ters model, ölçekleme faktörlerini de içerecek şekilde gösterilmiştir. Bu faktörler g_{ye}, g_{yc} ve g_p ile isimlendirilen kazançlardır. Bu kazançların seçimi denetleyicinin tüm performansını etkilemektedir (Layne ve Passino, 1996).

n. süreç girişi ile ilgili bulanık ters modeline ilişkin bilgi tabanı bulanık çıkarımlardan şu şekilde elde edilmiştir.

EĞER Ye_1^j ve … ve Ye_s^k ve Yc_1^l ve … ve Yc_s^m ise, O HALDE $P_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}$ dir.

Burada Ye_a^b , Yc_a^b ile belirtilenler sırasıyla y_{ea} hata ve y_{ca} hata değişimi ile ilgili b. bulanık kümeyi göstermektedir. Ayrıca a. işlem çıkışı ile ilgili olan $P_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}$, n. süreç girişindeki gerekli değişikliğin tarif edildiği bu kurala ilişkin sonuç bulanık kümesine işaret eder (Layne ve Passino, 1996). Bu bulanık çıkarım denklem (2.15)'deki bir bulanık ilişkiyle ifade edilebilir;

$$S_n^{j,..,k,l,..,m}=(Ye_1^j \; x \ldots x \; Ye_s^k) \; x \; (Yc_1^l \; x \ldots x \; Yc_s^m) \; x \; P_n^{j,..,k,l,..,m} \qquad (2.15)$$

Bu bulanık çıkarım için bulanık ters model karar mekanizması denklem (2.16)'daki şekilde açıklanabilir;

$$P_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT) = [((Ye_1(kT) \; x \; Ye_2(kT) \; x \; \ldots \; x \; Ye_s(kT)) \; x \; (Yc_1(kT) \; x \; Yc_2(kT) \; x \; \ldots \; x \; Yc_s(kT))] \; o \; S_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m} \quad (2.16)$$

Burada $Ye_p(kT)$ ve $Yc_p(kT)$ sırasıyla y_e ile y_c'ye ait p. elemanla ilgili bulanıklaştırılmış hata ve hatadaki değişimi göstermektedir. $P_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT)$ ise n. süreç girişi için giriş değişiklerini tarif eden bulanık çıkarıma ait bulanık kümeyi gösterir. Direk bulanık denetleyiciye ilişkin giriş değişkenlerinin tamamı ağırlık merkezi yöntemi kullanılarak elde edilir. Bir bulanık ters model, tek-giriş ve tek-çıkış (Single-Input and Single-Output, SISO) için tipik bir kural tabanı Çizelge 2.3'de gösterilmiştir.

Çizelge 2.3. Bulanık ters model için tipik bir kural tablosu

Pi ^{j,k}		**Yc**^{k}										
		-5	**-4**	**-3**	**-2**	**-1**	**0**	**+1**	**+2**	**+3**	**+4**	**+5**
Ye ^{j}	**-5**	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0
	-4	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2
	-3	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4
	-2	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6
	-1	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8
	0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0
	+1	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0
	+2	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0
	+3	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0
	+4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0
	+5	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0

Y_e^j ve Y_c^k sırasıyla $y_e(kT)$ ve $y_c(kT)$ ile ilgili bulanık kümeleri ifade eder. $p_i^{j,k}$ ile de istenilen süreç giriş değişikliği olan $p_i(kT)$'nin ölçülmüş bulanık kümeleri belirtilmiştir. Çizelge 2.3'de [-1,+1] aralığında olmak üzere konveks, simetrik ve normal üyelik fonksiyonlarının merkez değerleri listelenmiştir (Karaduman, 2006).

2.3.5. Bilgi tabanı yenileyici

Burada bilgi tabanı yenileme algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritma, R_n bulanık ilişki dizisini değil de sonuç bulanık kümelerine $(U_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m})$ ait üyelik fonksiyonlarını değiştirmek suretiyle hesaplama verimini arttırır. Bulanık ters modelden elde edilen $p(kT)$ vektörüyle ifade edildiği üzere girişte gereken değişiklikler hakkındaki bilginin bilinmesi halinde, bilgi tabanı yenileyici daha önceden uygulanan kontrol işleminin $p(kT)$ miktarına göre değiştirilecek şekilde bulanık denetleyicinin bilgi tabanını değiştirir (Layne ve Passino, 1996). İstenen denetleyici çıkışı denklem (2.17)'deki gibi ifade edilir;

$$\tilde{u}(kT - T) = u(kT - T) + p(kT) \tag{2.17}$$

Benzer denetleyici girişlerinin verilmesi halinde bulanık denetleyicinin istenen bu çıkışı üretmesi sağlanır.

$c_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}$ nin, $U_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}$ bulanık kümesiyle ilgili üyelik fonksiyonunun merkez değerini gösterecek şekilde bulanık denetleyicinin çıkışı için sadece simetrik üyelik fonksiyonlarının tanımlandığı kabul edilmelidir. $u(kT-T)$ önceki kontrol işlemine katkıda bulunan bulanık çıkarımlar ile ilgili $U_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}$ bulanık kümelerine ait üyelik fonksiyonlarının merkezlerini kaydırmak suretiyle bilgi tabanı değişimi yapılır. Bu yenileme bu üyelik fonksiyonlarını denklem (2.18)'deki gibi,

$$c_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT) = c_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT - T) + p_n(kT) \tag{2.18}$$

olacak şekilde $p(kT)=[p_1(kT) \ \ldots \ p_r(kT)]^t$ ile belirlenen bir miktar kaydırma işleminden ibarettir. Bulanık denetleyicideki belli bir bulanık çıkarıma olan katkı derecesi yani $R_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}$ şeklinde gösterilen bulanık ilişkinin katkı derecesi denklem (2.19)'da,

$$\delta_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(t) = min\{\mu E_1^j(e_1(t)), \ \ldots \ , \mu E_s^k(e_s(t)), \mu C_1^l(c_1(t)), \ \ldots \ , \mu C_s^m(c_s(t))\} \tag{2.19}$$

şeklinde tanımlanmış olan aktivasyon seviyesine göre bulunur. Burada μ_A, A bulanık kümesine ait üyelik fonksiyonunu, t ise şu anki zamanı gösterir. Sadece aktivasyon seviyesinin $\delta_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT - T) > 0$ olduğu $R_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT - T)$ şeklinde olan bulanık çıkarımlar yenilenir. Geriye kalanlar değişmez; bu da lokal öğrenmeyi sağlar.

Yukarıdaki bilgi tabanı yenileyicinin denklem (2.13)'de ifade edilen ağırlık merkezi durulaştırma yöntemi üzerine yaptığı etki göz önüne alınmalıdır. Bahsedilen bulanık kümelerin alanının bulanık ilişkisine ait aktivasyon seviyesiyle orantılı olması sebebiyle yalnızca aktivasyon seviyelerinin sıfırdan büyük olduğu bulanık ilişkilerinin ağırlık merkezini etkilediğine dikkat edilmelidir. Ayrıca simetrik üyelik fonksiyonlarının kullanılması sebebiyle $U_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT)$ bulanık kümesi ile ilgili üyelik fonksiyonundaki bir kaymanın daha önceden ima edilen $\hat{U}_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT–T)$ bulanık kümeleriyle ilgili üyelik fonksiyonlarının merkezlerini aynı miktarda kaydıracağına dikkat edilmelidir. Aynı zamanda önceki denetleyici girişleri olan $e(kT–T)$ ve $c(kT–T)$ ile sonuç bulanık kümesini kaydırdıktan sonra elde edilen $R_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT)$ verilmiştir (Karaduman, 2006). Üyelik fonksiyonunun yeni merkez değeri denklem (2.20)'deki gibi ifade edilir:

$$\hat{c}_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT - T) = \hat{c}_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT - T) + p_n(kT) \tag{2.20}$$

Bu, denklem (2.13)'de yerine konulursa, denklem (2.21) elde edilir.

$$u_n(kT-T) = \frac{\sum_{j,\ldots,k,l,\ldots,m} A_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT-T)c_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT-T)}{\sum_{j,\ldots,k,l,\ldots m} A_n^{j,\ldots,k,l,\ldots,m}(kT-T)} \tag{2.21}$$

Burada $\tilde{u}_n(kT–T)$ elde edilen yeni kontrol işlemidir. Bu eşitlik sadeleştirilirse denklem (2.22) elde edilir.

$$\tilde{u}_n(kT - T) = u_n(kT - T) + p_n(kT) \tag{2.22}$$

Bu da istenen etkidir. Bilgi tabanlı öğrenme modifikasyonuna bir örnek olarak Çizelge 2.4'de girişleri normalize edilmiş [-1 +1] aralığında bir uzayda tanımlanmış, $U^{j,k}$ bulanık kümeleriyle ilgili simetrik üyelik fonksiyonlarına ait merkez değerlerini gösteren bilgi tabanlı bir dizi tablosu görülmektedir (Layne ve Passino, 1996).

Çizelge 2.4. Bilgi tabanı yenileyicisi için tipik bir kural tablosu

$U^{j,k}$		C^k										
		-5	**-4**	**-3**	**-2**	**-1**	**0**	**+1**	**+2**	**+3**	**+4**	**+5**
E^j	**-5**	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0
	-4	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2
	-3	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4
	-2	+1.0	+1.0	+1.0	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6
	-1	+1.0	+1.0	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8
	0	+1.0	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1.0
	+1	+0.8	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1.0	-1.0
	+2	+0.6	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1.0	-1.0	-1.0
	+3	+0.4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0
	+4	+0.2	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0
	+5	0.0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0

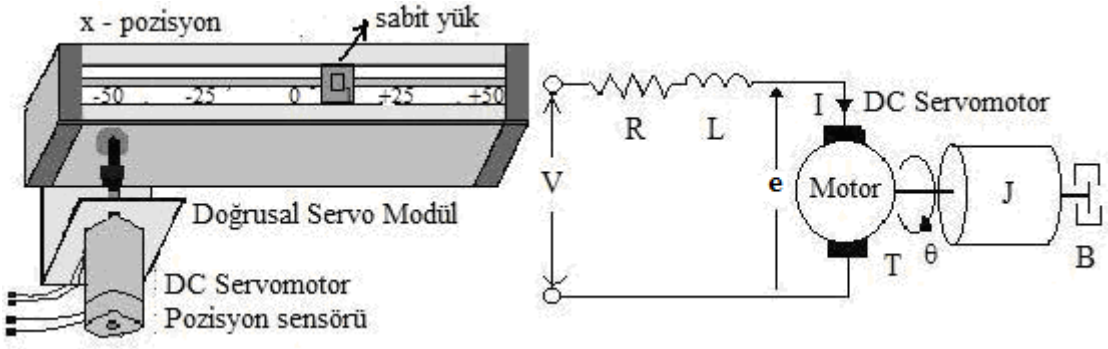
3. DOĞRUSAL SERVO SİSTEMİN BULANIK ADAPTİF KONTROLÜ

3.1 Giriş

Bu bölümde doğrusal servo sistemin, Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) metodu kullanılarak adaptif konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada önerilen BMRÖD algoritması, sabit yükte doğrusal sistemin konum kontrolünde kullanılmıştır. Denetim tekniğinin etkinliğini gösteren simülasyon sonuçları "Araştırma Bulguları ve Tartışma" bölümünde grafiksel olarak verilmiştir.

3.2. Doğrusal Servo Sistemin Yapısı ve Matematiksel Modeli

Kontrol sistemlerinde en çok kullanılan sistemlerden biri de DC motordur. Servo sürücü uygulamalarında, motorun hız ve pozisyon durumları ile buna bağlı olarak sistemin cevap süresi ve doğruluğu oldukça önemlidir. Kontrol sistemleri için, sabit mıknatıslı DC (PMDC) servo motorlar yüksek başlama ve durma torklarını geliştirmeye uygun olup, geniş hız aralıklarına ve basitleştirilmiş sürücü ve kontrol ünitesine sahiptirler. Ayrıca kontrol sinyallerindeki değişime hızlı cevap verebilmektedirler. Yükü sabit doğrusal servo sistemin yapısı ve DC servo motorun elektriksel modeli Şekil 3.1'de verilmiştir (Aydoğdu ve ark., 1999).



Şekil 3.1. Doğrusal servo sistem ve DC motor modeli

Simülasyonda kullanılmak üzere doğrusal servo sistemin modeli, motor modelinden hareket edilerek elde edilebilir. Buna göre DC servo motorun elektriksel ve mekaniksel dinamikleri denklem (3.1) – (3.4) arasında verilmiştir.

Eşdeğer elektriksel devreden yazılan eşitlik denklem (3.1)'de verilmiştir.

$$V = Ri + L\frac{di}{dt} + e \tag{3.1}$$

Devrede ters EMK ifadesi ise denklem (3.2)'deki gibidir.

$$e = K_e\omega \tag{3.2}$$

Motorda üretilen elektriksel moment ifadesi denklem (3.3)'deki gibidir.

$$T = K_t i \tag{3.3}$$

Mekaniksel hareket denklemi ise denklem (3.4)'de verildiği gibidir.

$$T = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_y \tag{3.4}$$

Bu çalışmada kullanılacak olan DC servo motora ait model parametreleri ve sisteme ait fiziksel sabitler Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1. Motor parametreleri

Sembolü	**Tanımı**	**Birimi**
V	Giriş terminal gerilimi	24 V
R	Rotor elektriksel direnci	1 Ω
L	Rotor indüktansı	0.5 H
J	Eylemsizlik momenti	0.01 $kg.m^2/s^2$
B	Damping oranı	0.1 N.m.s
K_t	Tork sabiti	0.01 N.m/A
K_b	EMF sabiti	0.01 N.m/A

Motor ve dişli arasındaki oranın 1:1 olduğu durum için; mekanik modülün hız ve pozisyonu ve ayrıca yükün momenti denklem (3.5 - 3.6 - 3.7)'deki gibi yazılabilir (Aydoğdu, 2006). Sistemin bilinen matematiksel modeli için, Matlab'in benzetim

amaçlı Simulink ve bulanık modelleme amaçlı FIS (Bulanık Çıkarım Sistemi) araçlarını kullanarak modellemek oldukça kolaydır (Mathworks Inc., 2008).

Servo modülde yükün çizgisel hızı, motor açısal hızında aşağıda bulunan denklem (3.5)'deki gibi kullanılabilir.

$$v = \omega.r \tag{3.5}$$

Sistemdeki m kütlesi ve b sistem sürtünmesine bağlı yük momenti denklem (3.6)'da verilmiştir.

$$T_y = m\frac{dv}{dt} + b_v v \tag{3.6}$$

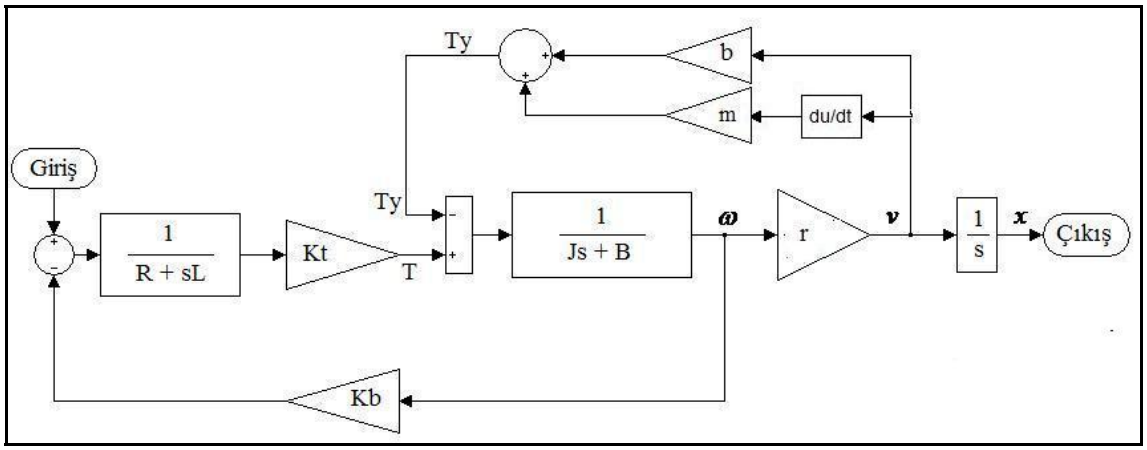
Yükün yer değiştirmesi için kullanılan denklem ise denklem (3.7)'de verildiği gibidir.

$$x = \int v\ dt \tag{3.7}$$

Bu çalışmada kullanılan sistem parametreleri ise Çizelge 3.2'de verilmiştir. Şekil 3.2'de doğrusal servo sistemin yük altındaki durumunu gösteren blok diyagramı verilmiştir.

Çizelge 3.2. Sistem parametreleri

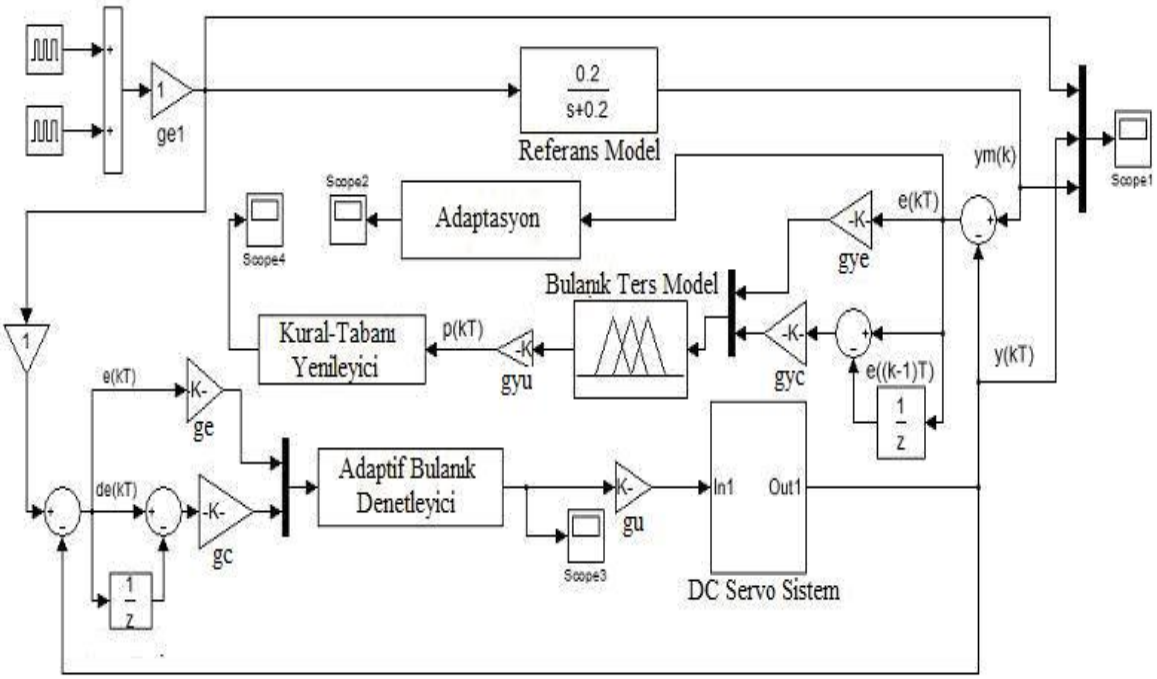
Sembolü	**Tanımı**	**Birimi**
$x_{\max}$	Modülün pozisyonu	(-50, +50) 100 cm
M	Sistemin toplam yükü	kg
b_v	Sistemin toplam sürtünmesi	N.m/s
r	Dişli yarıçapı	4 cm
K_g	Dişli kutusu oranı	1 : 1
T	Örnekleme periyodu	0.05 s



Şekil 3.2. Doğrusal servo sistem blok diyagramı

3.3. Doğrusal Servo Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Simülasyonu

DC motor tahrikli doğrusal servo modülün konumunu kontrol etmek üzere simulinkte BMRÖD ile tasarlanan bulanık kontrol sistemi Şekil 3.3'de görülmektedir. Şekilde görüldüğü üzere adaptasyon ve kural tabanı yenileme işlemleri oluşturulan Matlab fonksiyonları ile yapılmaktadır.



Şekil 3.3. Doğrusal servo sistemin BMRÖD ile simulink modeli

Bulanık denetleyicinin girişleri olarak hata ve hatadaki değişim denklem (3.8) ve (3.9)'daki gibi tanımlanmıştır (Layne ve Passino, 1993).

$$e(kT) = y_r(kT) - y(kT) \tag{3.8}$$

$$c(kT) = \frac{e(kT) - e(kT - T)}{T} \tag{3.9}$$

Buradaki bulanık denetleyicinin tasarımında hata *e(kT)*, hatadaki değişim *c(kT)* ve denetleyici çıkışı *u(kT)* için sırasıyla g_e, g_c ve g_u kazançları normalize işleminde kullanılmıştır. Bütün sistemin performansını hesaplamak için denklem (3.10)'daki gibi referans model ile ilgili hata sinyali üretilir (Layne ve Passino, 1996).

$$y_e(kT) = y_m(kT) - y(kT) \tag{3.10}$$

Çalışmada arzu edilen referans model denklem (3.11)'deki gibi birinci dereceden seçilmiştir.

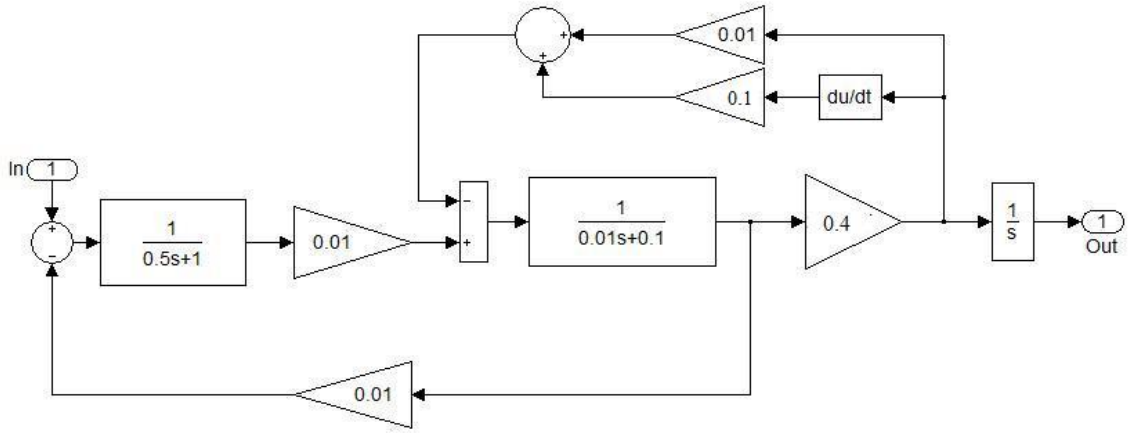
$$T_{ref}(s) = \frac{0.2}{s + 0.2} \tag{3.11}$$

11'er tane simetrik, üçgen formlu ve %50 örtüşen üyelik fonksiyonlarını tanımlamak için bulanık denetleyici ve bulanık ters modelin normalizasyon kazançları Çizelge 3.3'deki gibi belirlenmiştir.

Çizelge 3.3. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model normalizasyon kazançları

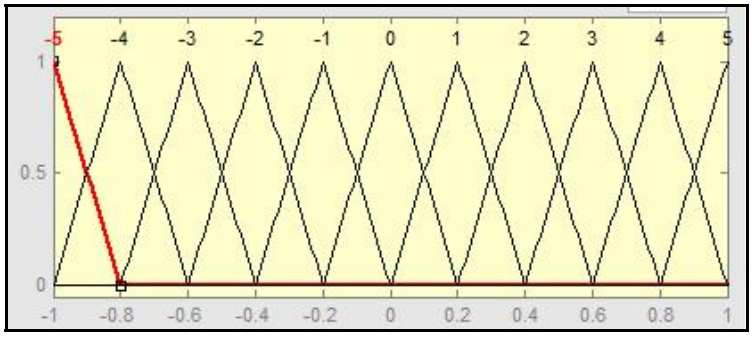
Bulanık denetleyici için normalizasyon kazançları		Bulanık ters model için normalizasyon kazançları	
Hata	$g_e = 0.8$	Hata	$g_{ye} = 0.8$
Hatanın değişimi	$g_c = \frac{1}{20}$	Hatanın değişimi	$g_{yc} = \frac{1}{20}$
Çıkış	$g_u = 10$	Çıkış	$g_{yu} = 0.5$

Çizelge 3.3'de verilen parametreler kullanıldığında, Simulinkte alt sistem olarak gösterdiğimiz doğrusal servo sistemin açık hali Şekil 3.4'deki gibi olmaktadır.

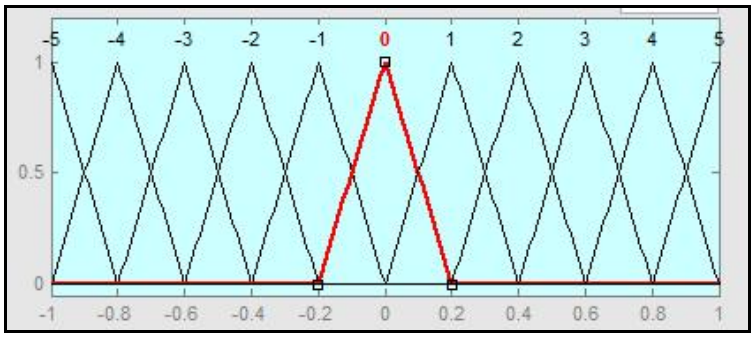


Şekil 3.4. Doğrusal servo sistemin altsistem simulink modeli

Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kullanılan giriş üyelik fonksiyonları Şekil 3.5'de ve çıkış üyelik fonksiyonları ise Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için giriş üyelik fonksiyonları



Şekil 3.6. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için çıkış üyelik fonksiyonları

Simülasyonda, bulanık denetleyicinin ve bulanık ters modelin bilgi-tabanları Çizelge 3.4'deki gibidir. Bulanık ters model, denetlenen sistem çıkışı *y(kT)*'yi referans model çıkışı $y_m(kT)$'ye mümkün olduğu kadar yakınlaştırmaya yöneltecek değişikliğin nasıl olacağını karakterize etmek için kullanılmaktadır (Layne ve Passino, 1996).

Çizelge 3.4. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kural tablosu

Pi ^{j,k}		**Yc^k**										
		-5	**-4**	**-3**	**-2**	**-1**	**0**	**+1**	**+2**	**+3**	**+4**	**+5**
Ye ^{j}	**-5**	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0
	-4	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2
	-3	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4
	-2	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6
	-1	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8
	0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0
	+1	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0
	+2	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0
	+3	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0
	+4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0
	+5	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0

4. ZAMANLA DEĞİŞEN AÇISAL SERVO (ZDAS) SİSTEMİN BULANIK ADAPTİF KONTROLÜ

4.1. Giriş

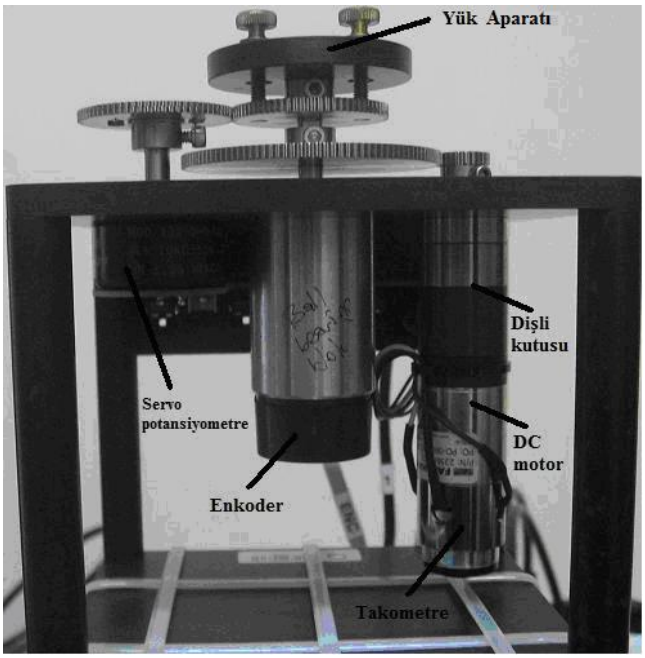
Eğer kontrol sisteminin zaman içerisinde parametreleri veya katsayıları değişiyorsa bu tür sistemlere "zamanla değişen sistemler" adı verilir. Adaptif sistemlerin en önemli özelliği de zamanla değişen sistemlere rahatlıkla uygulanabilmesi ve yeni durumlara göre kendi kendini ayarlayabilmesidir.

Bu bölümde açısal servo sistemin, Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) metodu kullanılarak adaptif konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada önerilen BMRÖD algoritması, zamanla değişen açısal servo sistemin konum kontrolünde kullanılmış olup, denetim tekniğinin etkinliğini gösteren simülasyon ve uygulama sonuçları ise "Araştırma Bulguları ve Tartışma" bölümünde grafiksel olarak verilmiştir.

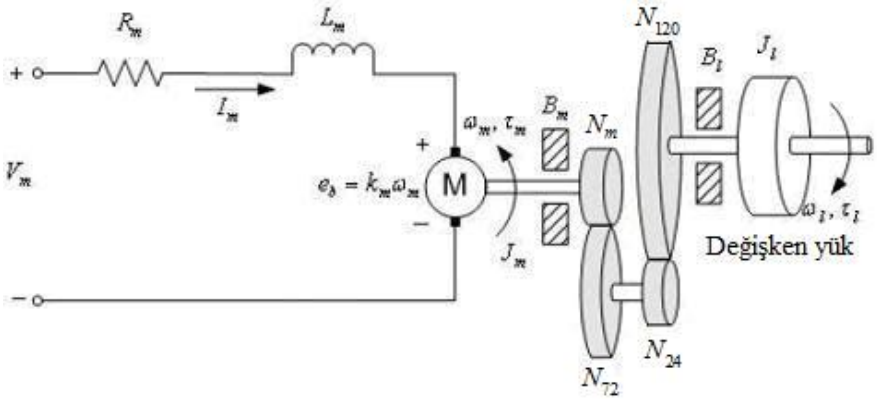
4.2. ZDAS Sistemin Yapısı ve Matematiksel Modeli

Sanayi uygulamalarında sıkça karşılaşılan açısal konum kontrol sistemleri yaygın olarak DC motor ile tahrik edilirler. Açısal konum kontrol uygulamalarında motorun hız ve pozisyon durumları ile buna bağlı olarak sistemin cevap süresi ve doğruluğu oldukça önemlidir. Sistem yapısının bileşenleri, sistem cevabını ve doğruluğu direk etkilemektedir.

Şekil 4.1'de verilen açısal servo sistemde harici dişliler aracılığıyla yükü döndürebilen ve kendi içinde bir dişli kutusuna sahip bir DC motor vardır. Ayrıca yükün açısal pozisyonunu ölçmek için bir servo potansiyometre ve dijital çıkışlı bir enkoder bulunmaktadır. Buna ilaveten motor miline bağlı bir takometre mevcuttur. DC motorun endüvi devresi ve dişli takımı Şekil 4.2'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Açısal servo sistemin yapısı



Şekil 4.2. DC motor endüvi devresi ve dişli takımı

Açısal servo sistemin elektriksel ve mekaniksel eşitlikleri denklem (4.1)'deki gibidir.

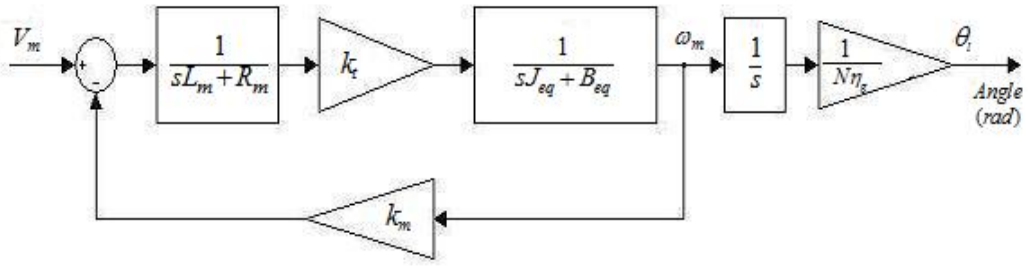
$$
\begin{aligned}
V_m &= R_m i_m + L_m \frac{di_m}{dt} + e_b \\
e_b &= k_m \omega_m \\
\tau_m &= k_t i_m \\
\tau_m &= J_{eq} \frac{d\omega_m}{dt} + B_{eq}\omega_m \\
\theta_l &= \frac{1}{N\eta_g} \int \omega_m dt
\end{aligned}
\tag{4.1}
$$

DC motor ve açısal servo sisteme ait parametreler Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1. DC motor ve açısal servo sistem parametreleri

Sembolü	**Tanımı**	**Değeri**
V_m	Motor nominal giriş gerilimi	6 V
R_m	Motor endüvi direnci	2.6 Ω
L_m	Motor endüvi indüktansı	0.18 mH
k_t	Motor tork sabiti	1.088 oz.in / A
k_m	Motor geri besleme EMF sabiti	0.804 mV/ rpm
η_m	Motor verimi	0.69
J_{m_rotor}	Rotor atalet momenti (N_m dahil)	5.523 x 10^{-5} $oz.in/\sec^2$
$m_{\max}$	Maksimim çıkış mil yükü	5 kg
$I_{\max}$	Maksimum giriş akımı	3 A
$\omega_{\max}$	Maksimum motor hızı	628.3 rad/s
K_{gi}	Dişli kutusu oranı	14
K_{ge}	Harici dişli oranı	5
K_g	Toplam dişli kutusu oranı	70
η_g	Dişli kutusu verimi	0.90
J_{tach}	Takometre atalet momenti	1 x 10^{-5} $oz.in/\sec^2$
m_{24}	(N_{24}) 24-dişli çarkın ağırlığı	0.005
m_{72}	(N_{72}) 72-dişli çarkın ağırlığı	0.030
m_{120}	(N_{120}) 120-dişli çarkın ağırlığı	0.083
r_{24}	(N_{24}) 24-dişli çarkın yarıçapı	0.00635 m
r_{72}	(N_{72}) 72-dişli çarkın yarıçapı	0.01905 m
r_{120}	(N_{120}) 120-dişli çarkın yarıçapı	0.03175 m
m_d	Disk yükünün ağırlığı	0.04 kg
r_d	Disk yükünün yarıçapı	0.05 m
K_{pot}	Potansiyometre hassasiyeti	35.2 deg/V
K_{enc}	Enkoder hassasiyeti	4096 pals/devir

Şekil 4.3'de açısal servo sistemin yük altındaki durumunu gösteren blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.3. Açısal servo sistemin blok diyagramı

Açısal servo sistemde motora monte edilmiş dişli kutusunun dişli oranı denklem (4.2)'deki gibidir. Bu oran dahili dişli kutusu oranıdır. Çizelge 4.1'de belirtildiği gibi dişli kutusu verimi $\eta_g = 0.90$ 'dır.

$$K_{gi} = \frac{N_{72}}{N_m} = 14 \tag{4.2}$$

Ayrıca haricen motor dişlisi N_{24} ve yük dişlisi N_{120} direk olarak birbirine bağlıdır. Bu dişliler harici dişli olarak hesaba katılır. Bu harici dişli oranı ise denklem (4.3)'deki gibidir.

$$K_{ge} = \frac{N_{120}}{N_{24}} = 5 \tag{4.3}$$

Çalışmada kullanılan toplam dişli oranı denklem (4.4)'deki gibi bulunur.

$$K_g = K_{ge}\ x\ K_{gi} = 5 \text{ x } 14 = 70 \tag{4.4}$$

Toplam dişli oranı ve dişli sistemi verimi kullanılarak yüke aktarılan toplam tork denklem (4.5)'de görüldüğü gibi yazılır.

$$\tau_l(t) = \tau_{ml}(t) \text{ x } k_g \text{ x } \eta_g \tag{4.5}$$

τ_l yük momenti ve τ_{ml} yüklü motor momentini göstermektedir. J_{eq} ve B_{eq} eşdeğer parametre değerleri gerekli birim dönüşümleri yapılarak hesaplanmaktadır.

Birim dönüşümleri

Çizelge 4.1'de verilen bazı parametrelerin SI birim sisteminde modelleme yapmak amacıyla birim dönüşümlerinin yapılması gerekmektedir.

Motor tork sabiti birim dönüşümü için Oz-kuvvetinden newton-kuvvetine çevirmede kullanılan katsayı 0.2780139'dur. Inch-uzunluğundan metre-uzunluğuna çevirmede kullanılan katsayı ise 0.0254'tür. Buna göre;

k_t = 1.088 oz.in/A iken

k_t = 1.088 * 0.2780139 * 0.0254 = 0.00767 N.m/A olarak bulunur.

Motor geri besleme EMF sabiti birim dönüşümü için rpm'yi rad/s ye çevirmede kullanılan katsayı $2\pi/60$'tır. Buna göre;

k_m = 0.804 mV/rpm iken

$k_m = \frac{0.804*60}{1000*2*\pi}$ = 0.00767 V/ (rad/s) olarak bulunur.

Rotor atalet momentinin birim dönüşümü için Oz-kuvvetinden newton-kuvvetine çevirmede kullanılan katsayı 0.2780139'dur. Inch-uzunluğundan metre-uzunluğuna çevirmede kullanılan katsayı ise 0.0254'tür. Buna göre;

$J_{m_rotor} = 5.523 \text{ x } 10^{-5}\ oz.in/\sec^2$ iken

J_{m_rotor} = 5.523e-5 * 0.2780139 * 0.0254 = 3.9 x 10^{-7} kg.m^2 olur.

Takometre atalet momentinin birim dönüşümü için Oz-kuvvetinden newton-kuvvetine çevirmede kullanılan katsayı 0.2780139'dur. Inch-uzunluğundan metre-uzunluğuna çevirmede kullanılan katsayı ise 0.0254'tür. Buna göre;

$J_{tach} = 1 \text{ x } 10^{-5}\ oz.in/\sec^2$ iken

J_{tach} = 1 x 10^{-5} * 0.2780139 * 0.0254 = 7 x 10^{-8} kg.m^2 olacaktır.

J_{eq} ve B_{eq} parametre hesaplamaları

Açısal servo sistemde yukarıda da belirtildiği gibi dişli sistemi kullandığımızda matematiksel modelleme için yük tarafından motor tarafına doğru eşdeğer atalet momenti ve sürtünmeler hesaplanmalıdır. Buna göre ilk olarak motor miline direk bağlı olan takometre göz önüne alınırsa motor-takometre sisteminin toplam atalet momenti denklem (4.6)'daki gibi elde edilir.

$$J_m = J_{m_rotor} + J_{tach} \tag{4.6}$$

$$J_m = 3.9 \text{ x } 10^{-7} + 7 \text{ x } 10^{-8} = 4.6 \text{ x } 10^{-7} \text{ kg.m}^2$$

Çalışmada kullanılan ağırlığı değiştirilebilen disk formlu örneğin m=40 gr ağırlığındaki yükün atalet momenti denklem (4.7)'deki gibi hesaplanır.

$$J_{yük} = \frac{1}{2} mr^2 \quad \text{(Disk formlu yük)} \tag{4.7}$$

$$J_{yük} = \frac{1}{2} * 0.04 * 0.05^2 = 5 \text{ x } 10^{-5} \text{ kg.m}^2$$

Motor miline bağlı dişli sistemler göz önüne alındığında her bir dişli, konumuna göre bir ataletsel yük oluşturur. Buna göre; (N_{24}) dişlisi yani $m_{24} = 0.005$ kg ve $r_{24} = 0.00635$ m olan dişlinin ataletsel momenti denklem (4.8)'deki gibi hesaplanır.

$$J_{24} = m_{24} * \frac{(r_{24})^2}{2} \tag{4.8}$$

$$J_{24} = 0.005 * \frac{(0.00635)^2}{2} = 1 \text{ x } 10^{-7} \text{ kg.m}^2$$

(N_{72}) dişlisi yani $m_{72} = 0.030$ kg ve $r_{72} = 0.01905$ m olan dişlinin ataletsel momenti denklem (4.9)'daki gibi hesaplanır

$$J_{72} = m_{72} * \frac{(r_{72})^2}{2} \tag{4.9}$$

$$J_{72} = 0.030 * \frac{(0.01905)^2}{2} = 5.443 \text{ x } 10^{-6} \text{ kg.m}^2$$

(N_{120}) dişlisi yani $m_{120} = 0.083$ kg ve $r_{120} = 0.03175$ m olan dişlinin ataletsel momenti denklem (4.10)'daki gibi hesaplanır

$$J_{120} = m_{120} * \frac{(r_{120})^2}{2} \tag{4.10}$$

$$J_{120} = 0.083 * \frac{(0.03175)^2}{2} = 4.183 \text{ x } 10^{-5} \text{ kg.m}^2$$

Dişli sisteminden kaynaklanan toplam ataletsel yük denklem (4.11)'deki gibi hesaplanır.

$$J_g = J_{24} + 2 * J_{72} + J_{120} \tag{4.11}$$

$$J_g = 1 \text{ x } 10^{-7} + 2 * 5.443 \text{ x } 10^{-6} + 4.183 \text{ x } 10^{-6} = 5.28 \text{ x } 10^{-5} \text{ kg.m}^2$$

Çalışmada kullanılan disk formlu yükten ve dişli konfigürasyonundan kaynaklanan toplam ataletsel yük, denklem (4.12)'deki gibi hesaplanır.

$$J_1 = J_g + J_{yük} \tag{4.12}$$

$$J_1 = 5.28 \text{ x } 10^{-5} + 5 \text{ x } 10^{-5} = 10.28 \text{ x } 10^{-5} \text{ kg.m}^2$$

Yük tarafından motor tarafına doğru eşdeğer atalet momenti denklem (4.13)'deki gibi hesaplanır.

$$J_{eq} = J_m + \frac{\mathrm{J}_1}{K_g^2 * \eta_g} \tag{4.13}$$

$$J_{eq} = 4.6 \text{ x } 10^{-7} + \frac{10.28 \text{ x } 10^{-5}}{70^2 * 0.90} = 4.83 \text{ x } 10^{-7} \text{ kg.m}^2$$

Yük tarafından motor tarafına doğru etki eden eşdeğer sürtünmeler ise denklem (4.14)'deki gibi hesaplanır.

$$B_{eq} = \frac{\mathrm{B}_l}{K_g^2 * \eta_g} \tag{4.14}$$

$$B_{eq} = \frac{15 \text{ x } 10^{-3}}{70^2 * 0.90} = 3.4 \text{ x } 10^{-6} \text{ N.m / (rad/s)}$$

Birim dönüşümleri ve bazı hesaplamalardan sonra Şekil 4.3'deki blok diyagramda kullanılmak üzere elde edilen motor parametreleri Çizelge 4.2'de toplu olarak verilmiştir.

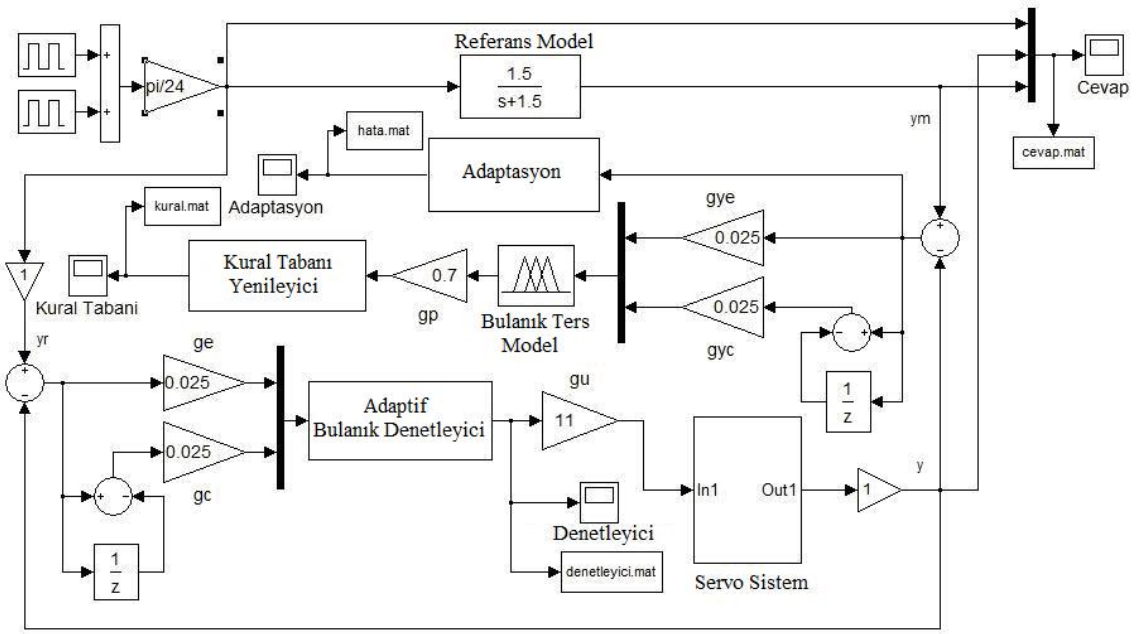
Çizelge 4.2. Elde edilen motor parametreleri

Sembolü	**Tanımı**	**Değeri**
R_m	Motor endüvi direnci	2.6 Ω
L_m	Motor endüvi indüktansı	0.18 mH
k_t	Motor tork sabiti	0.00767 N.m / A
k_m	Motor EMF sabiti	0.00767 V/ (rad/s)
J_{eq}	Motor eşdeğer atalet momenti	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$
B_{eq}	Motor eşdeğer damping oranı	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)

4.3. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Simülasyonu

Bu bölümde açısal servo sistemin, Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) metodu kullanılarak adaptif konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada önerilen BMRÖD algoritması, değişken yükte açısal servo sistemin konum kontrolünde kullanılmıştır. Denetim tekniğinin etkinliğini gösteren simülasyon sonuçları "Araştırma Bulguları ve Tartışma" bölümünde grafiksel olarak verilmiştir.

DC servo motor tahrikli açısal servo modülün konumunu kontrol etmek üzere Simulinkte BMRÖD ile tasarlanan bulanık kontrol sistemi Şekil 4.4'de görülmektedir. Şekilde görüldüğü üzere adaptasyon ve kural tabanı yenileme işlemleri oluşturulan Matlab fonksiyonları ile yapılmaktadır.



Şekil 4.4. ZDAS sistemin BMRÖD ile pozisyon kontrolünün Simulink modeli

Bulanık denetleyicinin girişleri olarak hata ve hatadaki değişim denklem (4.15) ve (4.16)'daki gibi tanımlanmıştır (Layne ve Passino, 1993).

$$e(kT) = y_r(kT) - y(kT) \tag{4.15}$$

$$c(kT) = \frac{e(kT) - e(kT - T)}{T} \tag{4.16}$$

Buradaki bulanık denetleyicinin tasarımında hata *e(kT)*, hatadaki değişim *c(kT)* ve denetleyici çıkışı *u(kT)* için sırasıyla g_e, g_c ve g_u kazançları normalize işleminde kullanılmıştır. Bütün sistemin performansını hesaplamak için denklem (4.17)'deki gibi referans model ile ilgili hata sinyali üretilir (Layne ve Passino, 1996).

$$y_e(kT) = y_m(kT) - y(kT) \tag{4.17}$$

Verilen referans model kararlılık, aşma, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi tasarım ölçütlerini karakterize eder. Eğer öğrenme mekanizması bütün zamanlar için $y_e(kT)$'yi çok küçük kalması için zorlarsa, kontrol edilen sürecin istenen performansı ile karşılaşılır. Çalışmada arzu edilen referans model denklem (4.18)'deki gibi birinci dereceden seçilmiştir.

$$T_{ref}(s) = \frac{1.5}{s + 1.5} \tag{4.18}$$

Bulanık denetleyici ve bulanık ters modelin en uygun normalizasyon kazançlarını elde etmek için deneme yanılma yöntemi kullanılmıştır. Bulanık denetleyici ve bulanık ters modele ait normalizasyon katsayılarının değişim durumu Çizelge 4.3'de verilmiştir. Optimum kazanç değerlerini elde edebilmek için deneme yanılma yöntemine göre oluşturulan bu çizelgeden istifade edilmiştir. Çizelge 4.3 ve sistem cevabına göre kazanç değerleri arttırılıp azaltılarak Adaptif Bulanık Denetleyici için elde edilen optimum normalizasyon kazanç değerleri Çizelge 4.4'de verilmiştir.

Çizelge 4.3. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model kazanç değerlerinin değişimi

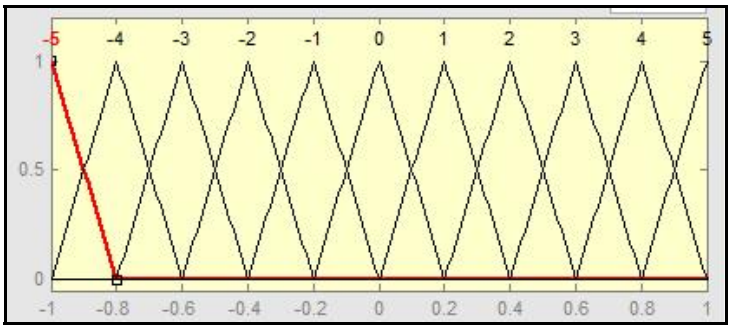
BULANIK DENETLEYİCİ	**GİRİŞ**	**GİRİŞİN TÜREVİ**	**ÇIKIŞ**
	Artarken	**Artarken**	**Artarken**
Sürekli Durum Hatası	Artar	Azalır	Azalır
Aşma /Osilasyon	Azalır	Azalır	Azalır
Cevap Hızı	Azalır	Artar	Artar

BULANIK TERS MODEL	**GİRİŞ**	**GİRİŞİN TÜREVİ**	**ÇIKIŞ**
	Artarken	**Artarken**	**Artarken**
Sürekli Durum Hatası	Artar	Azalır	Artar
Aşma /Osilasyon	Artar	Artar	Artar
Cevap Hızı	Azalır	Azalır	Artar

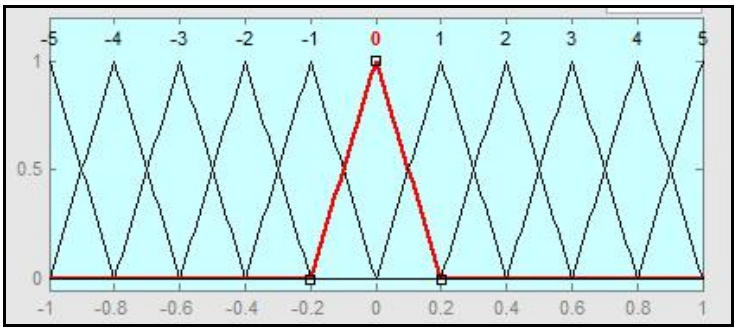
Çizelge 4.4. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model normalizasyon kazançları

Bulanık denetleyici için normalizasyon kazançları		Bulanık ters model için normalizasyon kazançları	
Hata	$g_e = 0.025$	Hata	$g_{ye} = 0.025$
Hatanın değişimi	$g_c = 0.025$	Hatanın değişimi	$g_{yc} = 0.025$
Çıkış	$g_u = 11$	Çıkış	$g_p = 0.7$

Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için simetrik, üçgen formlu ve %50 örtüşen 11 elemanlı üyelik fonksiyonları tanımlanmıştır. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kullanılan giriş üyelik fonksiyonları Şekil 4.5'de, çıkış üyelik fonksiyonları ise Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

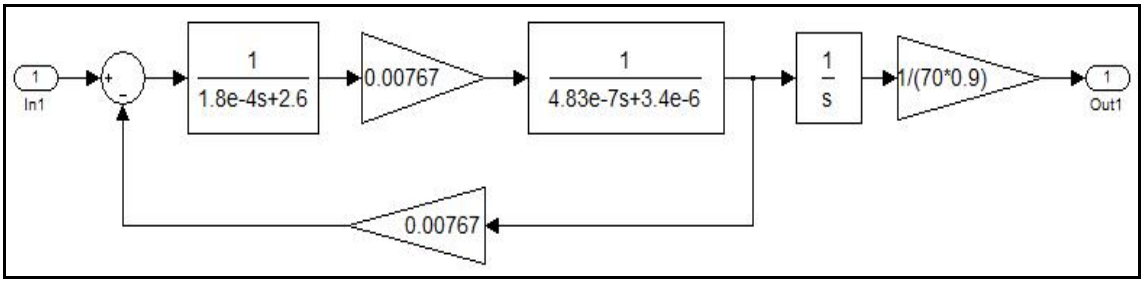


Şekil 4.5. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için giriş üyelik fonksiyonları



Şekil 4.6. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için çıkış üyelik fonksiyonları

Şekil 4.7'de DC motor tahrikli açısal servo sistemin Simulink alt sistem modeli verilmiştir.



Şekil 4.7. Açısal servo sisteme ait Simulink alt sistem

Simülasyonda, bulanık denetleyicinin ve bulanık ters modelin bilgi-tabanları Çizelge 4.5'deki gibi oluşturulmuştur. Bulanık ters model, denetlenen sistem çıkışı *y(kT)*'yi referans model çıkışı $y_m(kT)$'ye mümkün olduğu kadar yakınlaştırmaya yöneltecek değişikliğin nasıl olacağını karakterize etmek için kullanılmaktadır (Layne ve Passino, 1996).

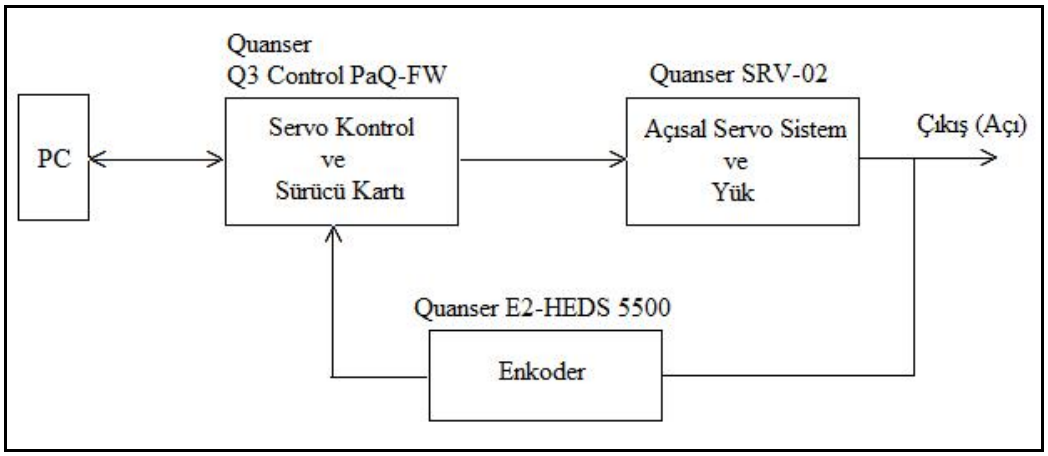
Çizelge 4.5. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kural tablosu

$Pi^{j,k}$		Yc^k										
		-5	**-4**	**-3**	**-2**	**-1**	**0**	**+1**	**+2**	**+3**	**+4**	**+5**
Ye^j	**-5**	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0
	-4	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2
	-3	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4
	-2	-1.0	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6
	-1	-1.0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8
	0	-1.0	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0
	+1	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0
	+2	-0.6	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0
	+3	-0.4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0
	+4	-0.2	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0
	+5	0.0	+0.2	+0.4	+0.6	+0.8	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0	+1.0

4.4. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Uygulaması

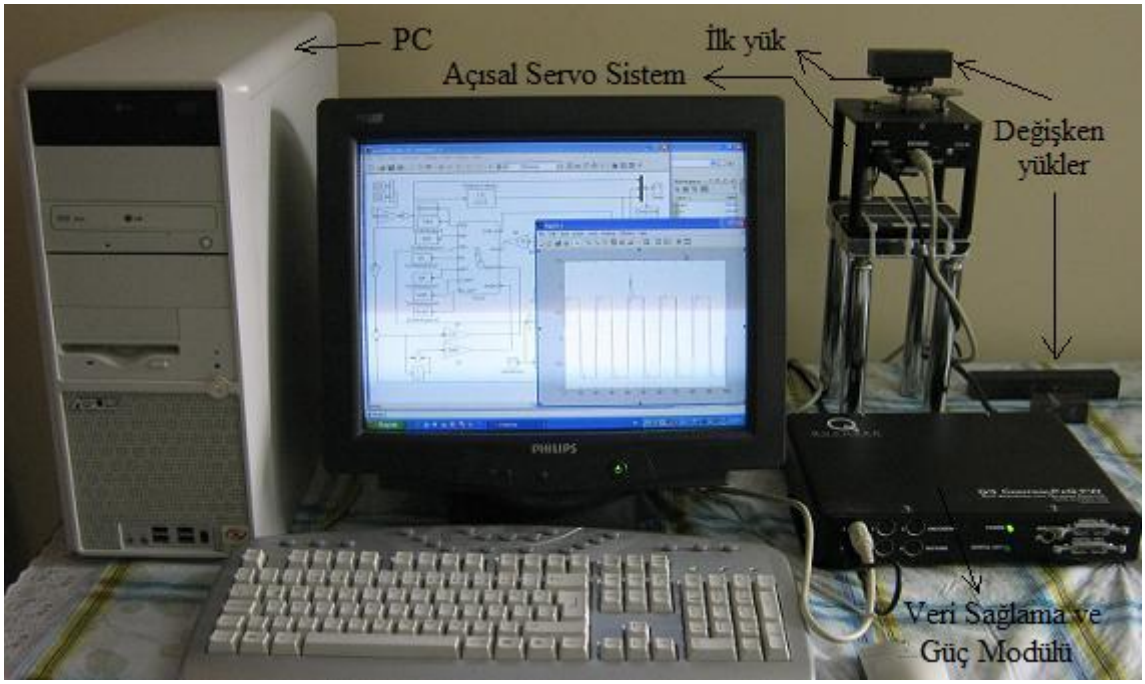
Bu bölümde açısal servo sistemin, Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) metodu kullanılarak adaptif konum kontrolü uygulamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada daha önce simülasyonlarda önerilen BMRÖD algoritması, ZDAS sistemin konum kontrolünde kullanılmış olup, denetim etkinliğini gösteren uygulama sonuçları "Araştırma Bulguları ve Tartışma" bölümünde grafiksel olarak verilmiştir.

Çalışmada kullanılan uygulama devresine ait blok diyagram Şekil 4.8'de görülmektedir. Quanser SRV-02 açısal servo sistemde harici dişliler aracılığıyla yükü döndürebilen ve kendi içinde bir dişli kutusuna sahip bir DC motor vardır. Ayrıca servo sisteme bağlı momentsel yükün açısal pozisyonunu ölçmek için dijital çıkışlı bir enkoder bulunmaktadır. Quanser Q3 Control PaQ-FW veri sağlama ve güç modülü ise enkoder üzerinden servo sisteme bağlı olup PC ve servo sistem arasında bilgi alışverişini sağlar. PC ile PCI FireWire kartı üzerinden haberleşmektedir. Quanser firmasının geliştirmiş olduğu Matlab destekli QuarC 2.0 yazılım ile ZDAS sistemin gerçek zamanlı konum kontrolü sağlanmaktadır.



Şekil 4.8. Uygulama devresi blok diyagramı

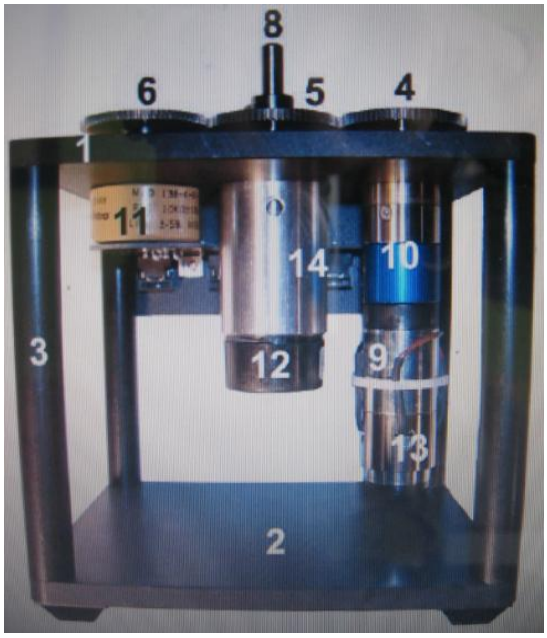
Üzerinde değişken yük bağlı SRV-02 servo modül, Q3 Control PaQ-FW veri sağlama ve güç modülü ve bir PC'den oluşan deney düzeneği Şekil 4.9'da verilmiştir.



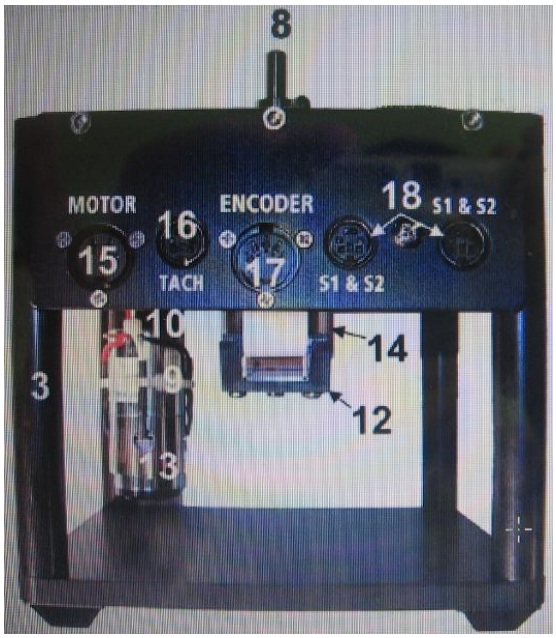
Şekil 4.9. Deney düzeneği

4.4.1. Açısal servo modülün yapısı

SRV02 açısal servo modüle ait farklı açı görünüşleri ve SRV02 için farklı momentsel yükler Şekil 4.10'da görülmektedir. Her bir bileşen şekil üzerinde numaralandırılmıştır. Şekilde çubuk ve disk formunda Quanser'e ait yüklerin yanında, ayrıca sistem performansını test etmek üzere farklı ağırlıklardaki yükler de kullanılmıştır. SRV02 servo modülün parça isimleri ise numara sırasına göre Çizelge 4.6'da toplu olarak verilmiştir (Quanser, 2008).



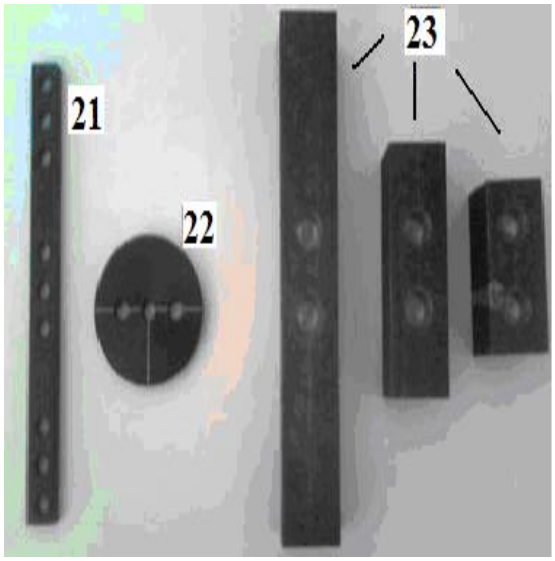
(a) Önden görünüş



(b) Arkadan görünüş



(c) Sistem görünüşü



(d) SRV02 momentsel yükler

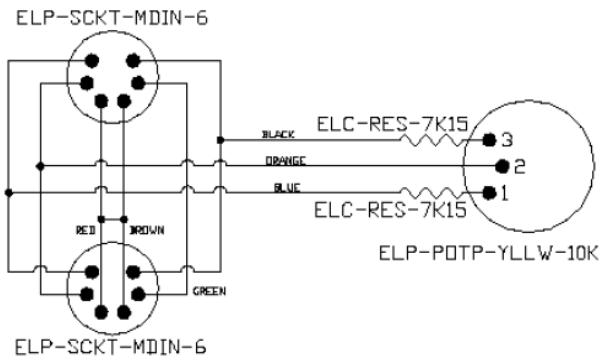
Şekil 4.10. SRV02 servo modül

Çizelge 4.6. SRV02 servo modülün bileşenleri

No	Bileşen	No	Bileşen
1	Üst tabaka	13	Takometre
2	Alt tabaka	14	Bilyalı yatak bloğu
3	Sütunlar	15	Motor konnektörü
4	Motor pinyon dişlisi (72-dişli)	16	Takometre konnektörü
5	Yük dişlisi (72-dişli)	17	Enkoder konnektörü
6	Potansiyometre geri tepme dişlisi	18	S1 ve S2 konnektörü
7	Geri tepme yayları	19	Motor pinyon dişlisi (24-dişli)
8	Yük (çıkış) mili	20	Yük dişlisi (120-dişli)
9	Motor	21	Çubuk momentsel yükü 38g
10	Dişli kutusu	22	Disk momentsel yükü 40g
11	Servo Potansiyometre	23	Farklı ağırlıkta yükler 280g 415g 890g
12	Enkoder		

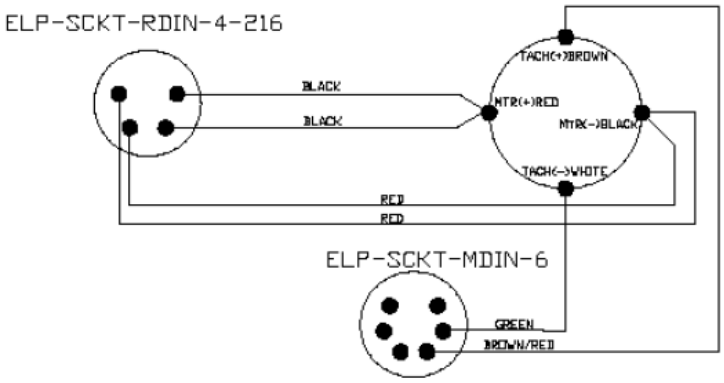
Çalışmada açısal servo sistemi tahrik amacıyla DC motor olarak 2356006S kodlu, yüksek verimli ve düşük rotor indüktanslı bir motor kullanılmış olup, klasik DC motorlara göre daha hızlı cevap verebilen bir özelliktedir. Motora ait parametreler Çizelge 4.1'de verilmişti. Ayrıca SRV02 servo modül üzerinde özellikleri, bağlantı şemaları aşağıda verilen pozisyon ve hız ölçme sensörleri bulunmaktadır.

Pozisyon ölçme amaçlı kullanılan servo potansiyometre sensör bağlantısı Şekil 4.11'de verilmiştir. Servo potansiyometre, maksimum 352° 'lik elektriksel açı aralığı ve 10 kΩ luk bir dirence sahip olup maksimum açıda ±5 volt çıkış gerilimine sahiptir. ±12 V DC güç kaynağına bağlı olarak çalışır. 1 no'lu terminal -5 volt ölçerken, 3 no'lu terminal ise +5 volt ölçüm yapar. Gerçek pozisyon sinyali ise terminal 2'den sağlanır (Quanser, 2008).



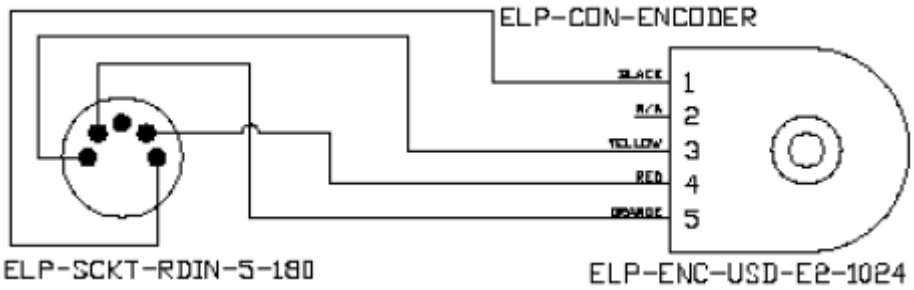
Şekil 4.11. SRV02 servo potansiyometre bağlantı şeması

Doğrudan DC motor miline bağlı ve motorun açısal hızını ölçmeye yarayan takometrenin motor ile bağlantısı Şekil 4.12'de verilmiştir. Takometre konnektörü veri sağlama ve güç modülünün S3 analog giriş konnektörüne bağlanır (Quanser, 2008).



Şekil 4.12. SRV02 takometre bağlantı şeması

Yük milinin açısal pozisyonunu ölçmeye yarayan dijital çıkışlı enkoderin iç bağlantısı Şekil 4.13'de verilmiştir Enkoderin hassasiyeti 4096 pals/devir'dir. Gerçek açıyı ölçen potansiyometrenin aksine enkoder göreceli mil açısını ölçer. Enkoder tarafından üretilen pozisyon sinyali, standart 5-pin DIN kablo vasıtasıyla doğrudan veri sağlama ünitesine bağlanır (Quanser, 2008).

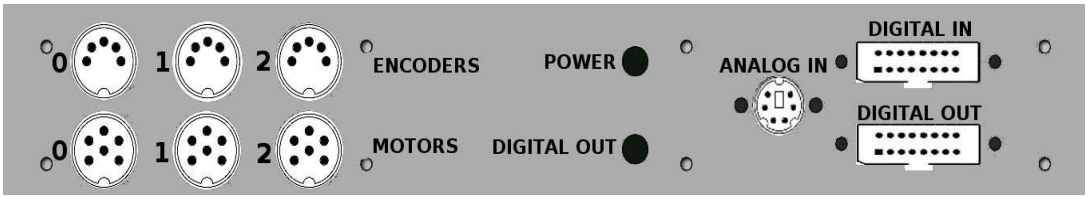


Şekil 4.13. SRV02 enkoder bağlantı şeması

4.4.2. Veri sağlama ve güç modülünün yapısı

Şekil 4.9'daki deney düzeneğinden de görülen Q3 ControlPAQ-FW veri sağlama ve güç modülüne ait bağlantı konnektörlerinin önden görünüşü Şekil 4.14'de gösterilmiştir. Q3 ControlPAQ-FW; 1 analog giriş, 3 enkoder girişi, 3 PWM çıkış, 2 dijital giriş ve 1 dijital çıkışı destekler. Q3 modülünün üç tane enkoder girişi olup 0, 1, 2

olarak numaralandırılmıştır. Motor çıkışlarının sayısı da üç tane olup 0, 1, 2 olarak numaralandırılmıştır. Q3 güç modülünün parametreleri Çizelge 4.7 de verildiği gibidir (Quanser, 2008).



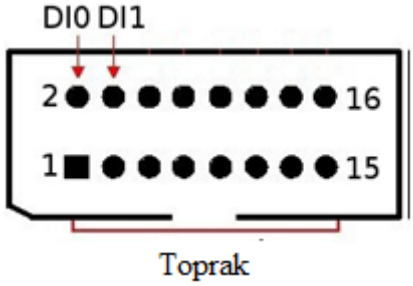
Şekil 4.14. Q3 ControlPAQ-FW konnektörlerinin önden görünüşü

Çizelge 4.7. Q3 güç modülünün parametreleri

Giriş gerilimi	100 – 240 VAC
Giriş frekansı	47 – 63 Hz
Giriş akımı	1.0 A (rms) 230 V_{AC} için
Güç tüketimi	29 W

Q3 kontrol modülü iki dijital giriş kanalını destekler. Dijital giriş kanalları 16 pinli ribon kablo konnektörü üzerinden kullanılır. Giriş sinyalleri için 0 volt lojik 0'ı ve 5 volt lojik 1'i göstermektedir. Dijital giriş pin tayini ve konnektörün üstten görünüşü Şekil 4.15'deki gibidir. Buna göre çift numaralı pinler giriş sinyali pinleridir ve tek numaralı pinler ise hepsi toprak pinleridir (Quanser, 2008).

Sinyal	Pin	Pin	Sinyal
GND	1	2	DI0
GND	3	4	DI1
GND	5	6	--
GND	7	8	--
GND	9	10	--
GND	11	12	--
GND	13	14	--
GND	15	16	--

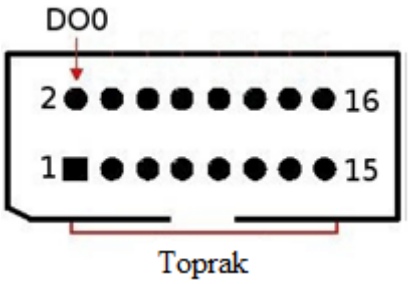


Şekil 4.15. Dijital giriş pin tayini ve konnektörü

Q3 kontrol modülü tek dijital çıkış kanalını destekler. Dijital çıkış kanalı 16 pinli ribon kablo konnektörü üzerinden kullanılır. Çıkış sinyalleri için 0 volt lojik 0'ı ve 5 volt lojik 1'i göstermektedir. Dijital çıkış pin tayini ve konnektörün üstten görünüşü

Şekil 4.16'daki gibidir. Buna göre çift numaralı pinler çıkış sinyali pinleridir ve tek numaralı pinler ise hepsi toprak pinleridir (Quanser, 2008).

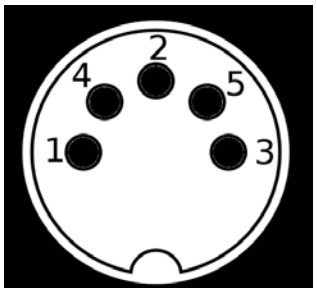
Sinyal	Pin	Pin	Sinyal
GND	1	2	D00
GND	3	4	--
GND	5	6	--
GND	7	8	--
GND	9	10	--
GND	11	12	--
GND	13	14	--
GND	15	16	--



Şekil 4.16. Dijital çıkış pin tayini ve konnektörü

Q3 kontrol modülü üç ayrı enkoder girişini desteklemektedir. Enkoder girişleri Q3 güç modülü üzerinde 0, 1, 2 olarak numaralandırılmıştır. Enkoder iki yönlü sayabilmek için iki sinyal kullanır. Bunlar A kanalı ve B kanalı sinyalleridir. Enkoder giriş pin tayini ve konnektörün üstten görünüşü Şekil 4.17'deki gibidir. Enkoderler için 5 pinli yuvarlak DIN konnektör kullanılmaktadır (Quanser, 2008).

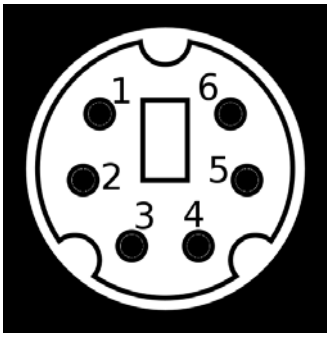
Pin	Sinyal
1	GND
2	Kullanılmıyor
3	A
4	5 V
5	B



Şekil 4.17. Enkoder giriş pin tayini ve DIN konnektörü

Q3 kontrol modülü tek analog girişi desteklemektedir. Analog girişin aralığı ±10 volt'dur. Analog giriş kanalı 6 pinli DIN konnektör ile bağlanmıştır. 6 pinli mini DIN kablo ve konnektörü ile Q3 ünitesine potansiyometre ve takometre bağlanabilir. Analog giriş pin tayini ve DIN konnektörün üstten görünüşü Şekil 4.18'de gösterilmiştir (Quanser, 2008).

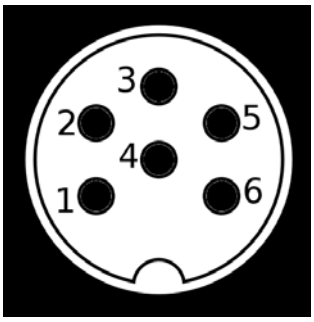
Pin	Sinyal
1	- 12 V
2	S2
3	GND
4	GND
5	S1
6	+ 12 V



Şekil 4.18. Analog giriş pin tayini ve DIN konnektörü

Q3 kontrol modülü üç ayrı PWM çıkışını destekler. PWM çıkışlar ±1.6 A aralığa sahiptir. Fakat üç kanalın hepsinden toplam akan akım 3.5 amperi geçmemelidir. Q3 güç modülü üzerinde 0, 1, 2 olarak numaralandırılmıştır. PWM çıkış pin tayini ve DIN konnektörün üstten görünüşü Şekil 4.19'daki gibidir (Quanser, 2008).

Pin	Sinyal
1	MOTOR -
2	MOTOR -
3	--
4	--
5	MOTOR +
6	MOTOR +



Şekil 4.19. PWM çıkış pin tayini ve DIN konnektörü

4.4.3. Gerçek zamanlı yazılım

QuarC 2.0 yazılımı ile ZDAS sistemin gerçek zamanlı konum kontrolü Matlab ve Visual C++ tabanlı yapılabilmektedir. Bu yazılım Windows altında Simulink modellerinin gerçek zamanda koşturulmasına izin vermektedir. QuaRC 2.0'ın üç görevi vardır (Quanser, 2008):

- QuaRC Simulink Development Environment (SDE), Matlab ve Simulink modellerinden kod üretme ve kod inşa etme özelliği vardır.
- QuaRC Target Manager, üretilen bu kodların Windows (XP ya da Vista) ve Linux gibi işletim sistemleri altında çalıştırılmasını sağlar.
- QuaRC License Manager, Quanser ürünleri için lisanslama işlerini düzenler.

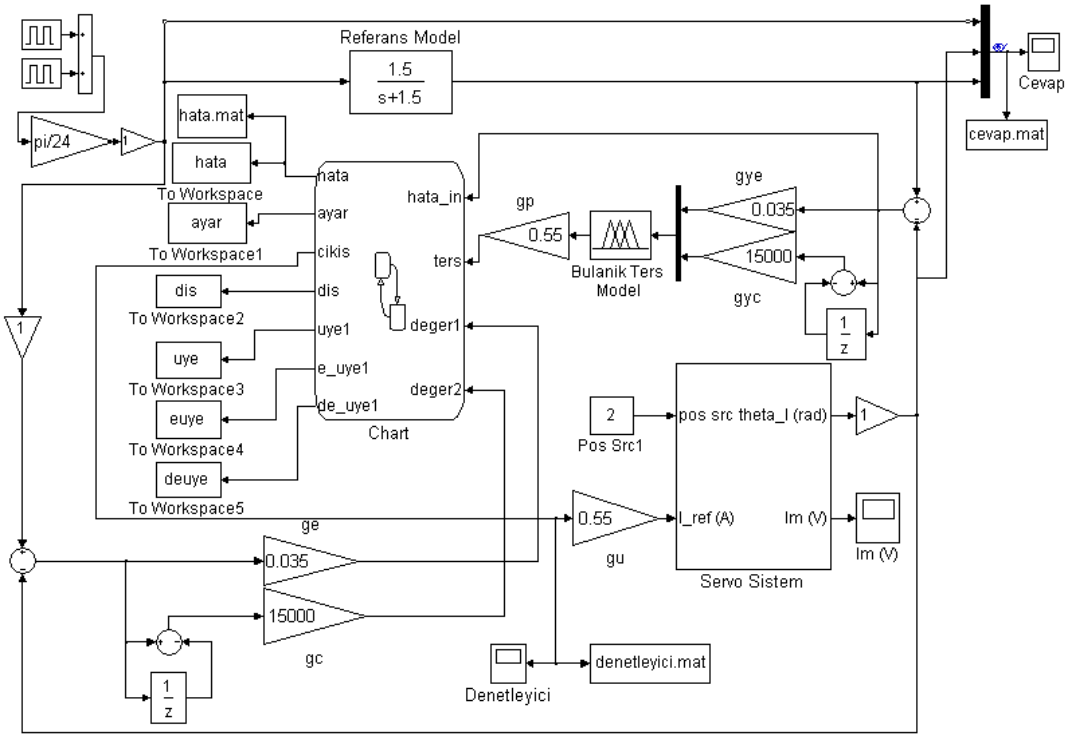
Yazılım "*3794 Selcuk University.lic"* isimli bir dosya ile lisanslanmış olup donanım ile bir PCI FireWire Kartı aracılığıyla bağlantı kurmaktadır. QuaRC 2.0 programı için donanım gereksinimleri ise 2.8 GHz ya da üstü işlemci hızı, en az 1024 MB RAM ve 200 MB boş alan olacak şekilde önerilmiştir. QuarC 2.0 yazılımının sorunsuz yürütülebilmesi için Çizelge 4.8'de verilen tüm programlar kurulmalı ve çalıştırılmalıdır.

Çizelge 4.8. Bilgisayara kurulan programlar

	Programlar
1	Windows XP Servis Pack-3
2	PCI FireWire
3	.NET Framework 3.5
4	Matlab 2009a
5	Visual C++ 2008 Express Edition
6	QuaRC 2.0

4.4.4. Matlab tabanlı kontrol ara yüzü

DC servo motor tahrikli açısal servo modülün konumunu kontrol etmek üzere Matlab-Simulinkte BMRÖD ile tasarlanan bulanık kontrol sistemi Şekil 4.20'de görülmektedir.



Şekil 4.20. ZDAS sistemin BMRÖD ile Matlab-Simulink modeli

ZDAS sistemin BMRÖD ile kontrolü için oluşturulan simulink model, Stateflow fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Stateflow karmaşık ve denetimsel kontrol problemlerinin çözümü için güçlü bir grafiksel tasarım ve geliştirme aracıdır. Simulink ile birlikte gerçek zamanlı kontrollerde kullanılır. Stateflow'un modellediği kontrol davranışı Simulink'te modellenen algoritmik davranışı tamamlamaktadır. Stateflow sürekli-zamanlı ve ayrık-zamanlı sistemlerin grafiksel blok diyagram ortamında geliştirilmesini desteklemektedir.

Bulanık denetleyicinin girişleri olarak hata ve hatadaki değişim denklem (4.15) ve (4.16)'daki gibi tanımlanmıştır. Buradaki bulanık denetleyicinin tasarımında hata *e(kT)*, hatadaki değişim *c(kT)* ve denetleyici çıkışı *u(kT)* için sırasıyla g_e, g_c ve g_u kazançları normalize işleminde kullanılmıştır.

Bulanık denetleyici ve bulanık ters modelin en uygun normalizasyon kazançlarını elde etmek için deneme yanılma yöntemi kullanılmıştır. Sistem cevabına göre kazanç değerleri arttırılıp azaltılarak elde edilen optimum normalizasyon kazanç değerleri Çizelge 4.9'da verilmiştir. Bulanık denetleyici ve bulanık ters modele ait normalizasyon kazançlarının değişim durumu Çizelge 4.3'de verilmişti. Çizelge 4.3'den istifade edilerek denetlenen sistemden alınan cevabın osilasyon durumuna göre kazanç değerleri ayarlanmıştır.

Çizelge 4.9. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model normalizasyon kazançları

Bulanık denetleyici için normalizasyon kazançları		Bulanık ters model için normalizasyon kazançları	
Hata	$g_e = 0.035$	Hata	$g_{ye} = 0.035$
Hatanın değişimi	$g_c = 15000$	Hatanın değişimi	$g_{yc} = 15000$
Çıkış	$g_u = 0.55$	Çıkış	$g_p = 0.55$

Simülasyonlarda olduğu gibi, uygulama çalışmasında da bulanık denetleyici ve bulanık ters model için simetrik, üçgen formlu ve %50 örtüşen 11 elemanlı üyelik fonksiyonları tanımlanmıştır. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kullanılan giriş üyelik fonksiyonları Şekil 4.5'de, çıkış üyelik fonksiyonları ise Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Uygulamada, bulanık denetleyicinin ve bulanık ters modelin bilgi-tabanları Çizelge 4.5'deki gibi oluşturulmuştur.

5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

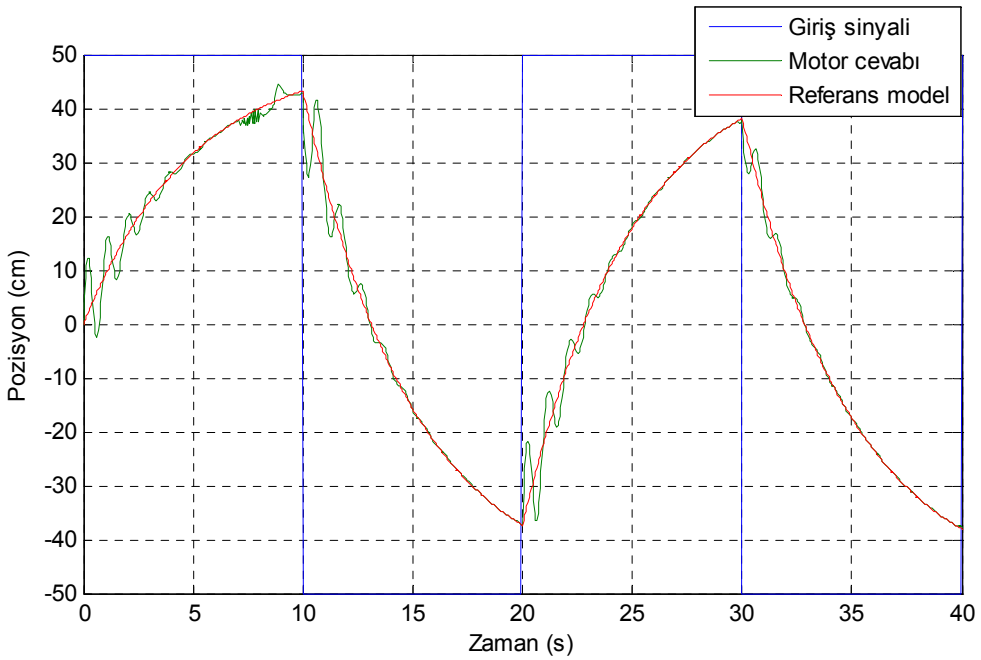
5.1. Doğrusal Servo Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Simülasyon Sonuçları

Bu bölümdeki simülasyon işlemi için Şekil 3.3'deki Matlab-Simulink model kullanılmıştır. Simülasyon amacıyla sisteme $m = 0.1\ kg$ ve $b = 0.01$ Nm/A olan bir yük bağlanmış olup, yükün +35 cm ve -35 cm değerlerine yerleşmesi istenmiştir. Bulanık denetleyici örnekleme periyodu $T = 0.05$ s iken en uygun adaptasyon sonuçları elde edilmiştir. Bulanık denetleyici tasarımında, her bir denetleyici girişi için 11 tane bulanık küme tanımlanmıştır. Kullanılan üyelik fonksiyonları 0,4 taban genişliğine sahip üçgen şekilli ve simetrik yapıdadır. Bulanık denetleyici ve bulanık ters modele ait normalizasyon kazanç değerleri ise deneme yanılma yöntemi kullanılarak sistemden alınan cevabın osilasyon durumuna göre Çizelge 5.1'deki gibi seçilmiştir.

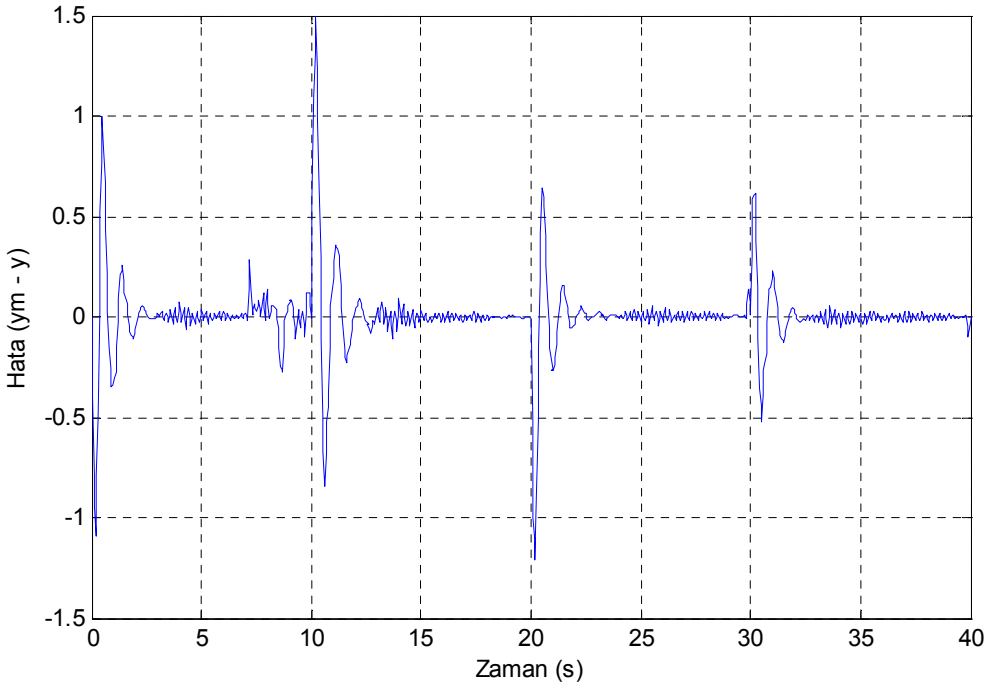
Çizelge 5.1. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kazanç değerleri

Bulanık denetleyici kazanç değerleri	Bulanık ters model kazanç değerleri
$g_e = 0.8$	$g_{ye} = 0.8$
$g_c = \frac{1}{20}$	$g_{yc} = \frac{1}{20}$
$g_u = 10$	$g_{yu} = 0.5$

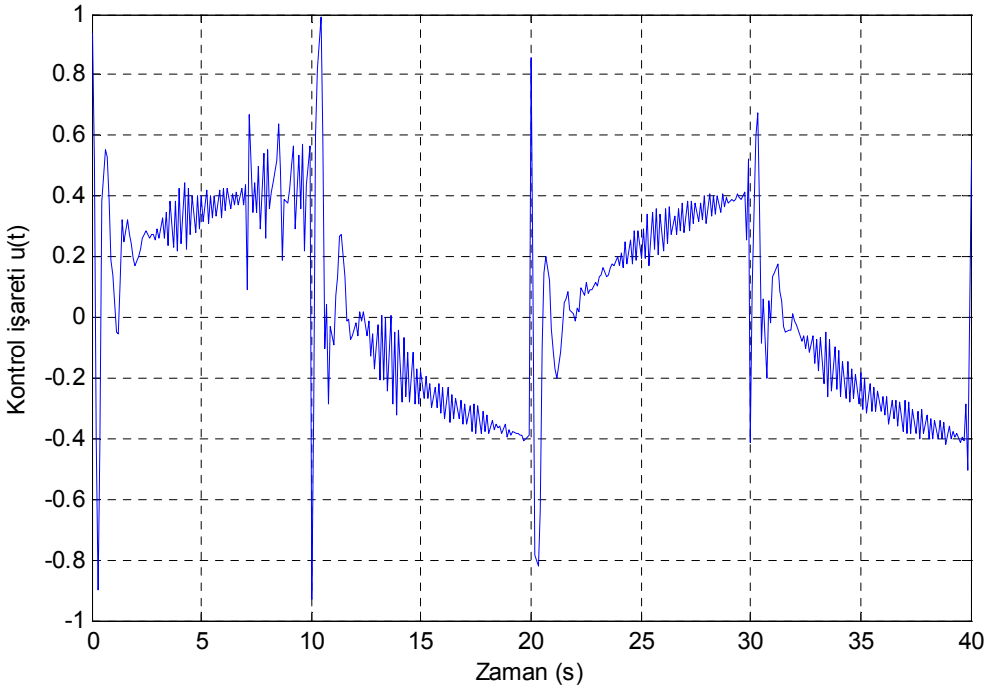
Doğrusal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.1'deki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışını yakaladığı görülmektedir. Yani her geçen periyotta var olan salınımlar giderek küçülmektedir. Şekil 5.2 referans model çıkışı ile servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, gerçek sistemin referans modele zamanla yaklaştığı hatanın giderek azalmasından da anlaşılmaktadır. Şekil 5.3 ise bulanık denetleyicinin çıkışı yani kontrol sinyalini göstermektedir.



Şekil 5.1. Referans model ve servo modül pozisyon cevabı



Şekil 5.2. Servo modül pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.3. Bulanık denetleyici çıkışı

. Bulanık ters modelden elde edilen p(kT) miktarına göre bilgi tabanı yenileyici bulanık denetleyicinin bilgi tabanında değişiklik yapmaktadır. Bu değişim üyelik fonksiyonlarının merkez değerlerini kaydırmak suretiyle yapılır. Kural tabanının muhtelif kısımları sistemin farklı çalışma şartları esas alınarak doldurulur ve kural tabanının bir alanı güncelleştiğinde diğer kurallar etkilenmez. Dolayısıyla denetleyici yeni durumlara adapte olur. Buna göre bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi simülasyon başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.2'de verilmiştir

Çizelge 5.2. Bulanık denetleyici bilgi tabanı simülasyon başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI
-1.0 -1.0 -0.8		-0.534134 -0.534134 -0.334134
-1.0 -0.8 -0.6		0.213934 0.413934 0.613934
-0.8 -0.6 -0.4		0.215582 0.415582 0.615582
-0.6 -0.4 -0.2		0.207844 0.407844 0.607844
-0.4 -0.2 0.0		0.213702 0.413702 0.613702
-0.2 0.0 0.2		0.212865 0.412865 0.612865
0.0 0.2 0.4		0.214239 0.414239 0.614239
0.2 0.4 0.6		-0.210191 -0.010191 0.189809
0.4 0.6 0.8		0.387140 0.587140 0.787140
0.6 0.8 1.0		-0.776329 -0.576329 -0.376329
0.8 1.0 1.0		0.372047 0.572047 0.572047

5.2. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Simülasyon Sonuçları

Bu bölümdeki simülasyon işlemleri için Şekil 4.4'deki Matlab-Simulink model kullanılmıştır. Bu bölümdeki toplam beş simülasyon için ortak parametreler aşağıdaki gibi maddeler halinde belirtilmiştir.

- Örnekleme periyodu $T = 0.1$ s
- Bulanık denetleyici tasarımında her bir denetleyici girişi ve çıkışı için 11 elemanlı üyelik fonksiyonları tanımlanmıştır. Kullanılan her bir bulanık küme 0,4 taban genişliğine sahip üçgen şekilli ve simetrik yapıdadır.
- Bulanık denetleyici ve bulanık ters modelin en uygun normalizasyon kazançlarını elde etmek için deneme yanılma yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde kazançlar, denetlenen sistemden alınan cevabın osilasyon durumuna göre değerlerinin arttırılıp azaltılması suretiyle bulunmuştur. Bu bölümdeki bütün simülasyonlarda bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kullanılan optimum kazanç değerleri Çizelge 5.3'deki gibi seçilmiştir.

Çizelge 5.3. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model normalizasyon kazançları

Bulanık denetleyici için normalizasyon kazançları		Bulanık ters model için normalizasyon kazançları	
Hata	$g_e = 0.025$	Hata	$g_{ye} = 0.025$
Hatanın değişimi	$g_c = 0.025$	Hatanın değişimi	$g_{yc} = 0.025$
Çıkış	$g_u = 11$	Çıkış	$g_p = 0.7$

5.2.1. (+ / -) Basamak giriş sinyali ve tam yükte simülasyon

Simülasyon tam yükte yapılmış olup, m=40 gr ağırlığındaki disk formlu yük için hesaplanmış toplam ataletsel moment ve sürtünmeler kullanılmıştır. Simülasyon süresince kullanılan J_{eq} ve B_{eq} değerleri Çizelge 5.4'deki gibi olup, herhangi bir yük değişimi söz konusu değildir.

Çizelge 5.4. Simülasyon süresince J_{eq} ve B_{eq} değerleri

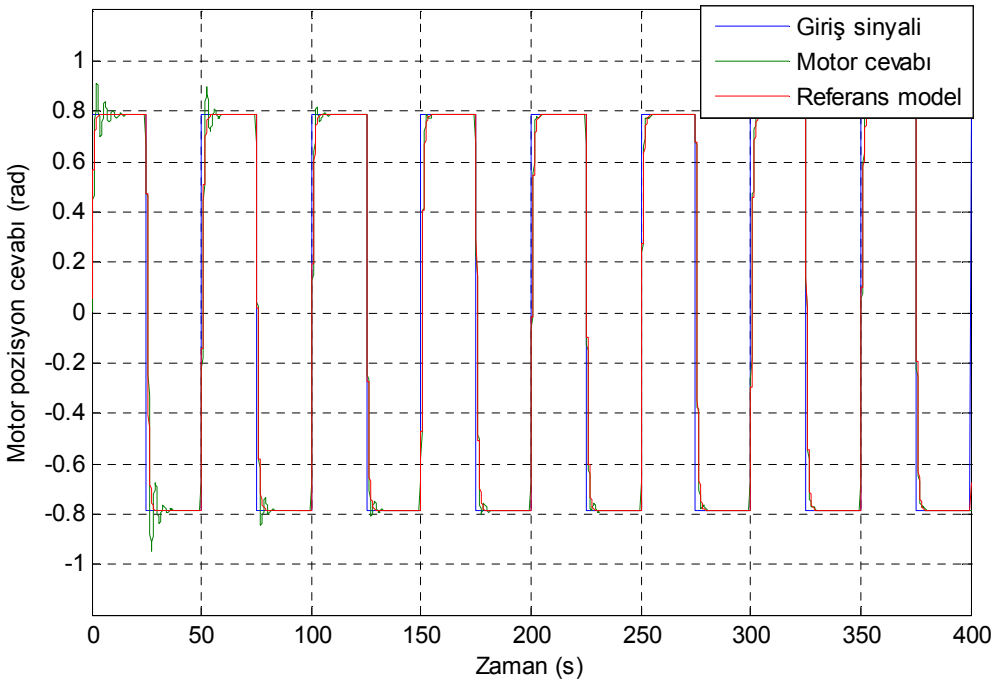
	t= 0 – 400 sn	Yük değişimi
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	Yok
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	Yok

Giriş sinyali olarak aynı sayısal değerde olmak üzere artı ve eksi basamak sinyali kullanılmıştır. Giriş gerilimi $\pi/24$ kazancı ile çarpılarak istediğimiz motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları Çizelge 5.5'de elde edilmiştir.

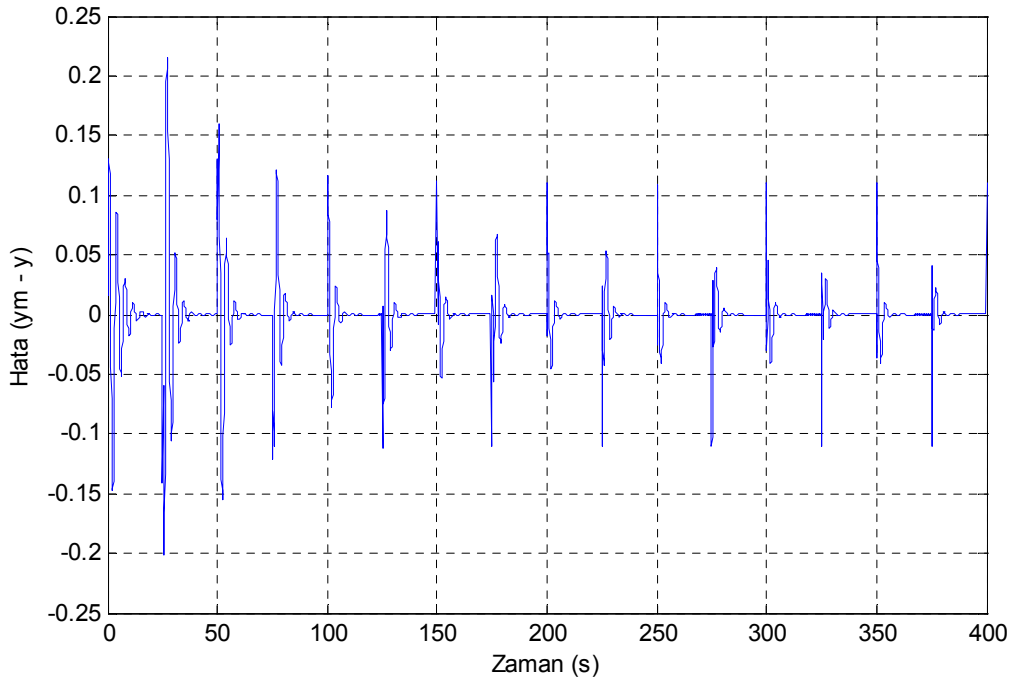
Çizelge 5.5. Motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları

Giriş Gerilimi		Kazanç	Çarpım	Sonuç (radyan)	Sonuç (derece)
± 6V	+ 6V	$\frac{\pi}{24}$	$+6*\frac{\pi}{24}$	$+\frac{\pi}{4}=0.785$ rad	$+45^{\circ}$
	- 6V	$\frac{\pi}{24}$	$-6*\frac{\pi}{24}$	$-\frac{\pi}{4}=-0.785$ rad	-45°

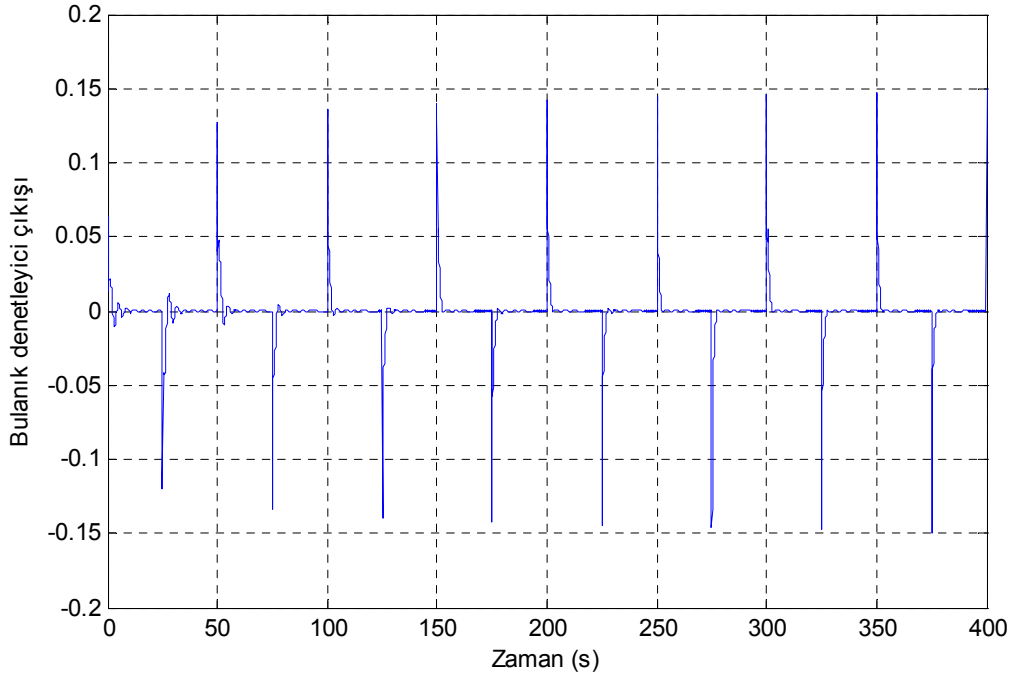
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.4'deki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışını yakaladığı görülmektedir. Yani her geçen periyotta var olan salınımlar giderek azalmaktadır Şekil 5.5 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, gerçek sistemin referans modele zamanla yaklaştığı hatanın giderek azalmasından da anlaşılmaktadır. Şekil 5.6 ise bulanık denetleyicinin çıkışı yani kontrol sinyalini göstermektedir.



Şekil 5.4. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.5. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.6. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık ters modelden elde edilen p(kT) miktarına göre bilgi tabanı yenileyici bulanık denetleyicinin bilgi tabanında değişiklik yapmaktadır. Bu değişim üyelik fonksiyonlarının merkez değerlerini kaydırmak suretiyle yapılır. Kural tabanının muhtelif kısımları sistemin farklı çalışma şartları esas alınarak doldurulur ve kural tabanının bir alanı güncelleştiğinde diğer kurallar etkilenmez. Dolayısıyla denetleyici yeni durumlara adapte olur. Buna göre bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi simülasyon başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.6'de verilmiştir.

Çizelge 5.6. Bulanık denetleyici bilgi tabanı simülasyon başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI
-1.0 -1.0 -0.8		-1.000000 -1.000000 -0.800000
-1.0 -0.8 -0.6		-1.000000 -0.800000 -0.600000
-0.8 -0.6 -0.4		-0.800000 -0.600000 -0.400000
-0.6 -0.4 -0.2		-0.698459 -0.498459 -0.298459
-0.4 -0.2 0.0		-0.526737 -0.326737 -0.126737
-0.2 0.0 0.2		-0.198183 0.001817 0.201817
0.0 0.2 0.4		0.256427 0.456427 0.656427
0.2 0.4 0.6		0.328554 0.528554 0.728554
0.4 0.6 0.8		0.400000 0.600000 0.800000
0.6 0.8 1.0		0.600000 0.800000 1.000000
0.8 1.0 1.0		0.800000 1.000000 1.000000

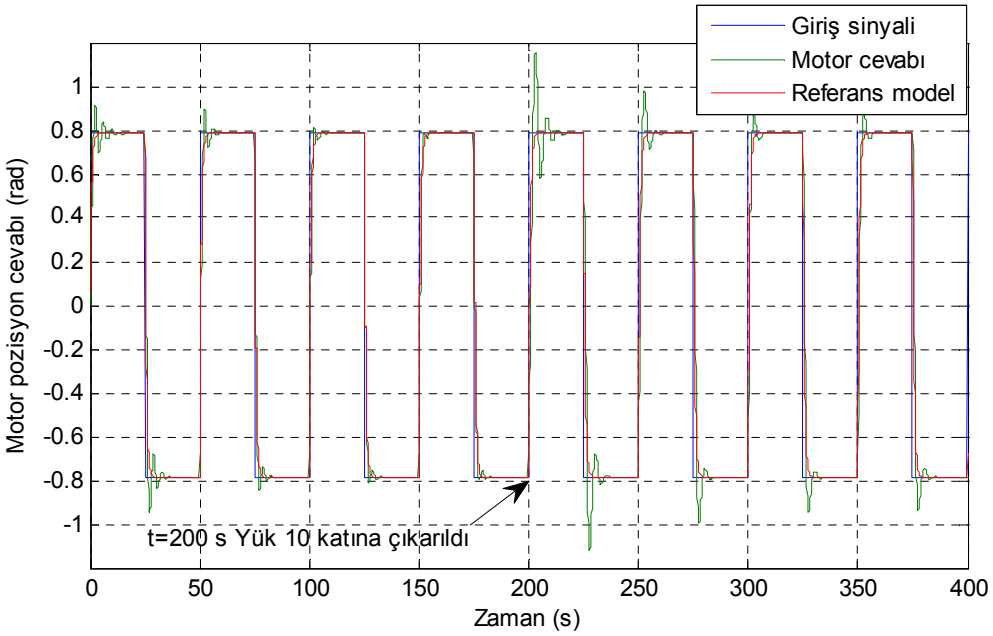
5.2.2. (+ / -) Basamak giriş sinyali ve zamanla artan yükte simülasyon

Simülasyonda giriş sinyali olarak, önceki simülasyonda olduğu gibi aynı sayısal değerde olmak üzere artı ve eksi basamak dalga sinyali kullanılmıştır. Bu kez simülasyon devam ederken t=200'üncü saniyede motor eşdeğer atalet momenti ve eşdeğer sürtünmeler 10 katına çıkartılarak motor daha fazla yüke maruz bırakılmıştır. Bu durum Çizelge 5.7'de gösterilmiştir.

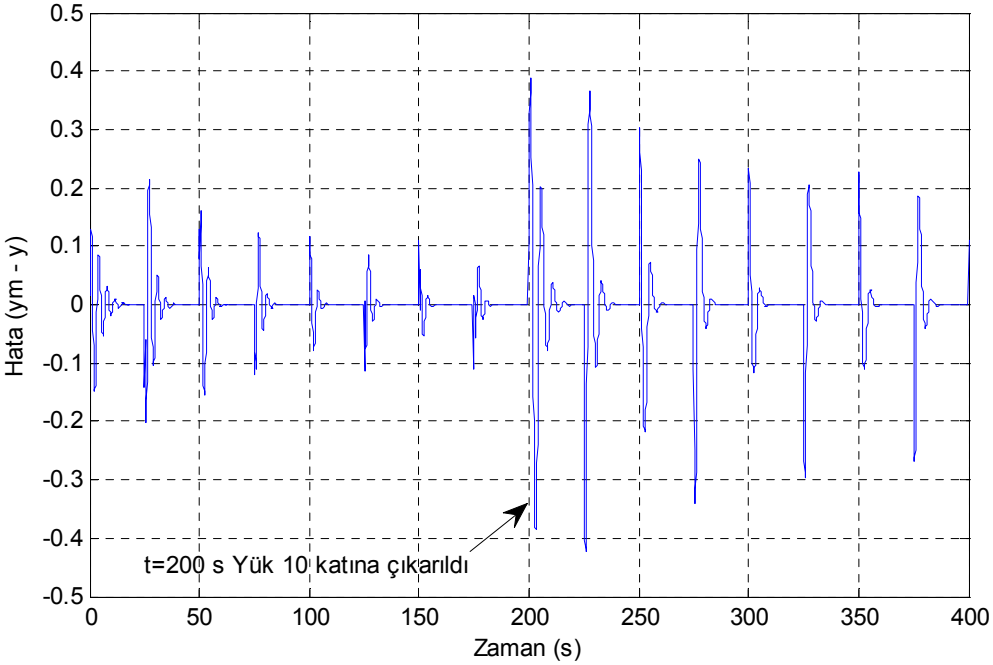
Çizelge 5.7. Simülasyon süresince Jeq ve Beq değerleri

	t= 0 – 200 sn	t= 200 – 400 sn	Değişim
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	4.83 x 10^{-6} $kg.m^2$	10 katına çıkarıldı
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	3.4 x 10^{-5} N.m / (rad/s)	10 katına çıkarıldı

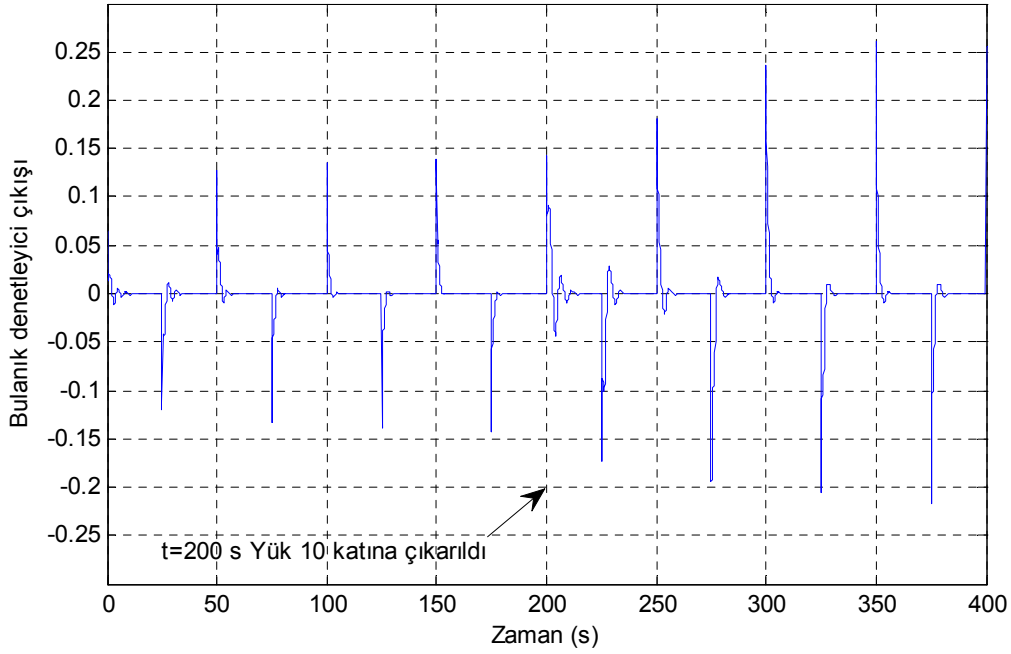
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.7'deki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışını yakaladığı görülmektedir. t=200'üncü saniyede motor eşdeğer atalet momenti ve eşdeğer sürtünmeler 10 katına çıkartılarak motora daha fazla yük bindiği için motor pozisyon cevabı daha büyük bir pik yapmıştır. Fakat zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışına tekrar oturmakta olduğu görülmektedir. Şekil 5.8 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, t=0-200 saniye aralığında hata giderek azalmaktadır. Motora yük bindiği anda yani t=200 saniyede iken hata maksimum olmuş ve bundan sonra da tekrar azalmaya devam etmiştir. Şekil 5.9 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir. Bulanık denetleyici t=200 saniyede iken motor parametrelerinin değişimini algılayıp sistemi daha fazla kontrol etmeye çalışmıştır.



Şekil 5.7. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.8. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.9. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi simülasyon başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.8'de verilmiştir.

Çizelge 5.8. Bulanık denetleyici bilgi tabanı simülasyon başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI
-1.0 -1.0 -0.8		-1.000000 -1.000000 -0.800000
-1.0 -0.8 -0.6		-1.000000 -0.800000 -0.600000
-0.8 -0.6 -0.4		-0.800000 -0.600000 -0.400000
-0.6 -0.4 -0.2		-0.810765 -0.610765 -0.410765
-0.4 -0.2 0.0		-0.702790 -0.502790 -0.302790
-0.2 0.0 0.2		-0.198181 0.001819 0.201819
0.0 0.2 0.4		0.737993 0.937993 1.137993
0.2 0.4 0.6		0.504609 0.704609 0.904609
0.4 0.6 0.8		0.400000 0.600000 0.800000
0.6 0.8 1.0		0.600000 0.800000 1.000000
0.8 1.0 1.0		0.800000 1.000000 1.00000

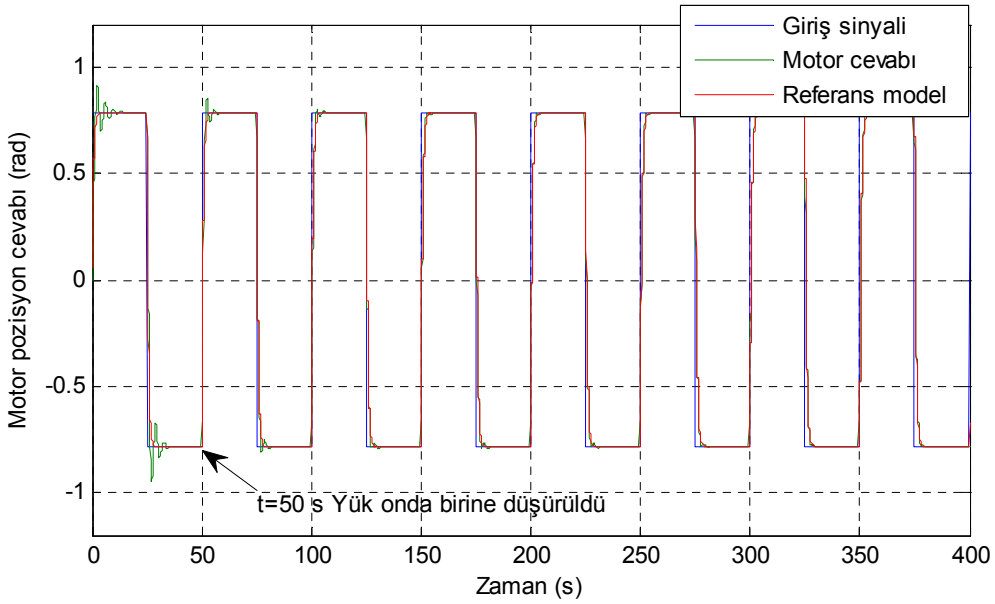
5.2.3. (+ / -) Basamak giriş sinyali ve zamanla azalan yükte simülasyon

Simülasyonda giriş sinyali olarak, önceki simülasyonda olduğu gibi aynı sayısal değerde olmak üzere artı ve eksi basamak dalga sinyali kullanılmıştır. Bu kez simülasyon devam ederken t= 50'nci saniyede motor eşdeğer atalet momenti ve motor sürtünmeleri onda birine düşürülmüştür. Bu durum Çizelge 5.9'da gösterilmiştir.

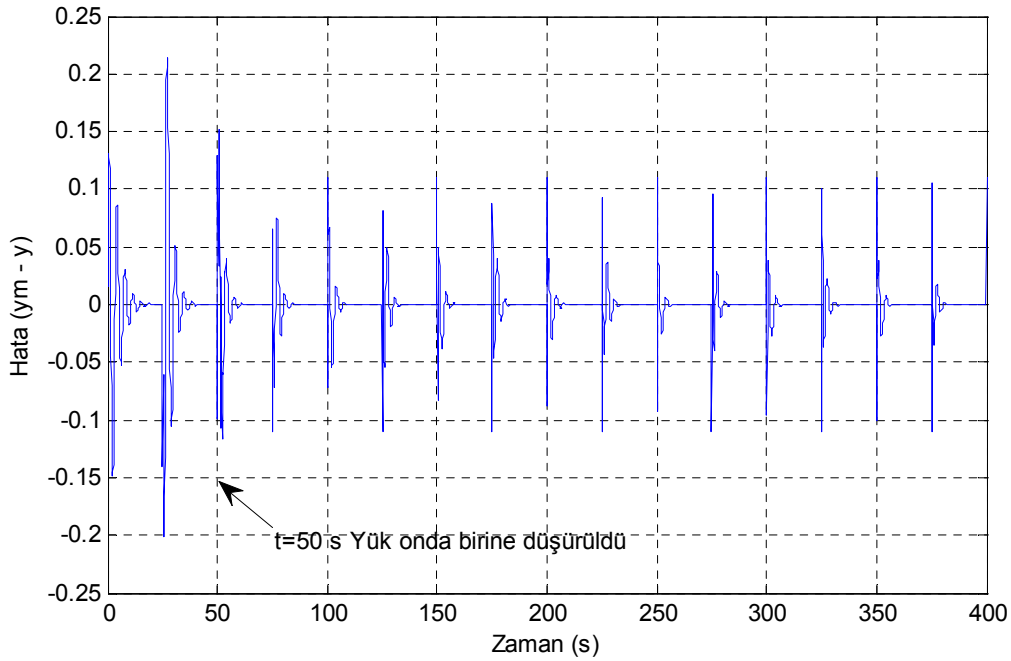
Çizelge 5.9. Simülasyon süresince Jeq ve Beq değerleri

	t= 0 – 50 sn	t= 50 – 400 sn	Değişim
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	4.83 x 10^{-8} $kg.m^2$	10'da birine düşürüldü
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	3.4 x 10^{-7} N.m / (rad/s)	10'da birine düşürüldü

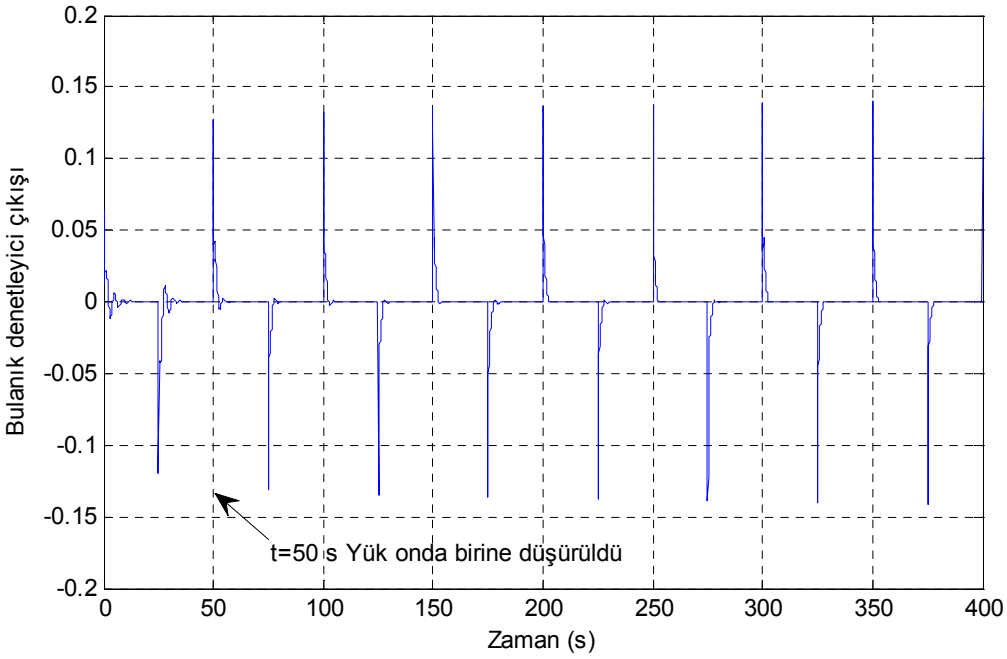
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.10'daki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışını yakaladığı görülmektedir. t=50'nci saniyede motor eşdeğer atalet momenti ve motor sürtünmeleri onda birine düşürülüp motora daha az yük bindiği için motor pozisyon cevabının daha erken sürede referans model cevabını yakaladığı görülmüştür. Şekil 5.11 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, ilk iki periyot yani t=0-50 s aralığında hata azalmaktadır. Motora yük azaltıldığı anda yani t=50 s iken hatanın daha da azaldığı görülmüştür. Şekil 5.12 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir. Bulanık denetleyici t=50 s iken motor yükünün azaldığını algılayıp sistemi daha düşük bir kontrol sinyali ile kontrol etmeye çalıştığı görülmüştür.



Şekil 5.10. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.11. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.12. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi simülasyon başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.10'da verilmiştir.

Çizelge 5.10. Bulanık denetleyici bilgi tabanı simülasyon başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI
-1.0 -1.0 -0.8		-1.000000 -1.000000 -0.800000
-1.0 -0.8 -0.6		-1.000000 -0.800000 -0.600000
-0.8 -0.6 -0.4		-0.800000 -0.600000 -0.400000
-0.6 -0.4 -0.2		-0.678388 -0.478388 -0.278388
-0.4 -0.2 0.0		-0.496937 -0.296937 -0.096937
-0.2 0.0 0.2		-0.198181 0.001819 0.201819
0.0 0.2 0.4		0.184396 0.384396 0.584396
0.2 0.4 0.6		0.298756 0.498756 0.698756
0.4 0.6 0.8		0.400000 0.600000 0.800000
0.6 0.8 1.0		0.600000 0.800000 1.000000
0.8 1.0 1.0		0.800000 1.000000 1.000000

5.2.4. (+ / 0 / -) Basamak giriş sinyali ve tam yükte simülasyon

Simülasyon tam yükte yapılmış olup, m=40 gr ağırlığındaki disk formlu yük için hesaplanmış toplam ataletsel moment ve sürtünmeler kullanılmıştır. Simülasyon süresince kullanılan J_{eq} ve B_{eq} değerleri Çizelge 5.11'deki gibi olup, herhangi bir yük değişimi söz konusu değildir.

Çizelge 5.11. Simülasyon süresince J_{eq} ve B_{eq} değerleri

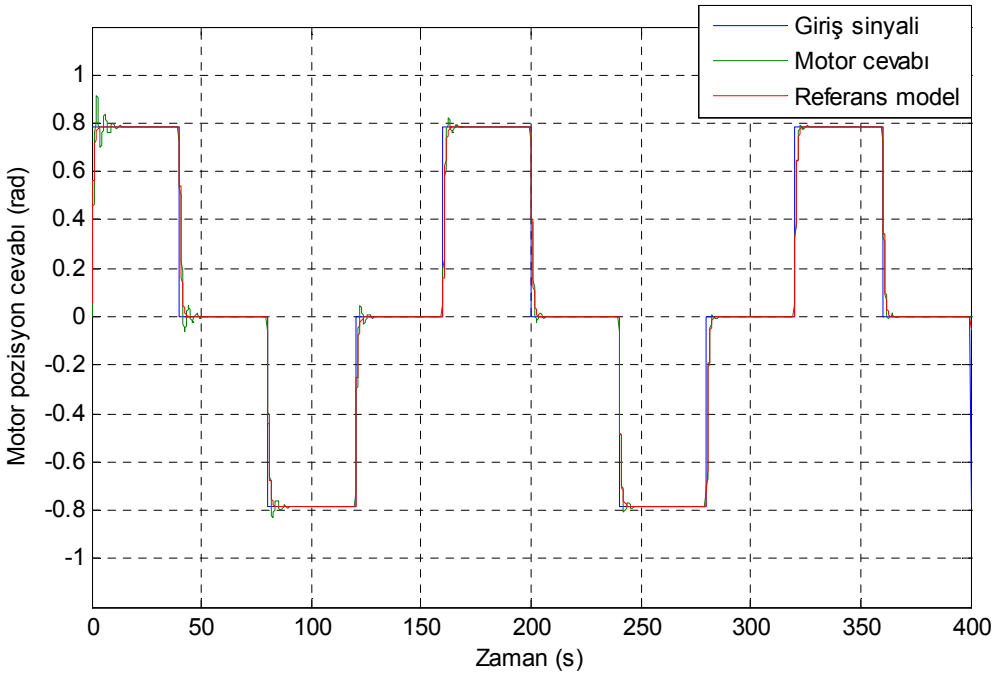
	t= 0 – 400 sn	Yük değişimi
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	Yok
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	Yok

Giriş sinyali olarak (artı / sıfır / eksi) basamak sinyali kullanılmıştır. Artı ve eksi giriş sinyalleri aynı sayısal değere sahiptirler. Giriş gerilimi $\pi/24$ kazancı ile çarpılarak istediğimiz motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları Çizelge 5.12'de elde edilmiştir.

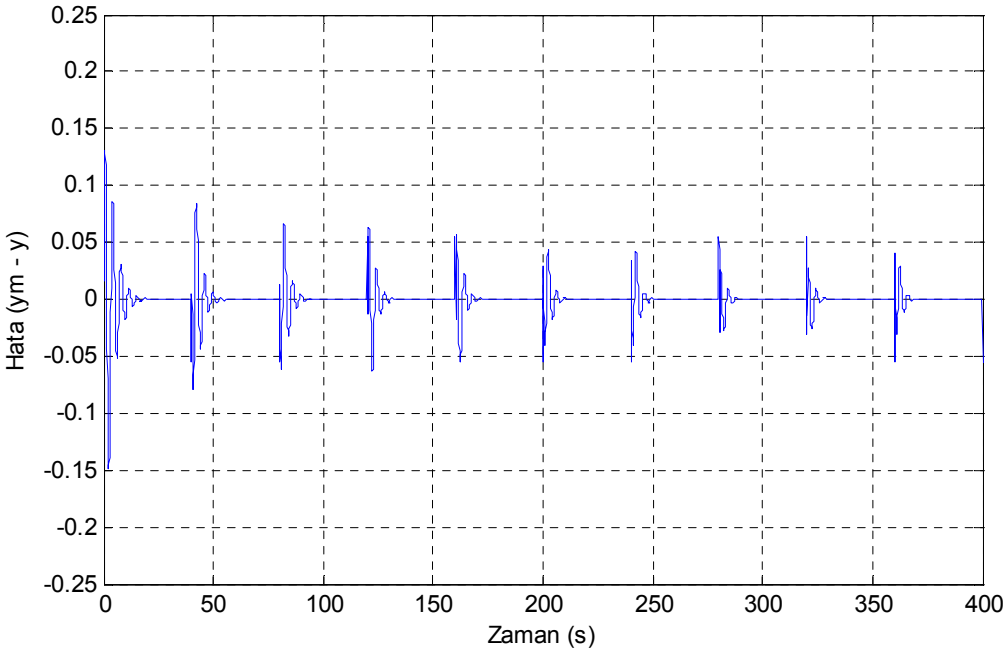
Çizelge 5.12. Motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları

Giriş Gerilimi	Kazanç	Çarpım	Sonuç (radyan)	Sonuç (derece)
+ 6 V	$\frac{\pi}{24}$	$+6*\frac{\pi}{24}$	$+\frac{\pi}{4} = 0.785$ rad	$+45^\circ$
0 V	$\frac{\pi}{24}$	$0*\frac{\pi}{24}$	0 rad	0°
- 6 V	$\frac{\pi}{24}$	$-6*\frac{\pi}{24}$	$-\frac{\pi}{4} = -0.785$ rad	-45°

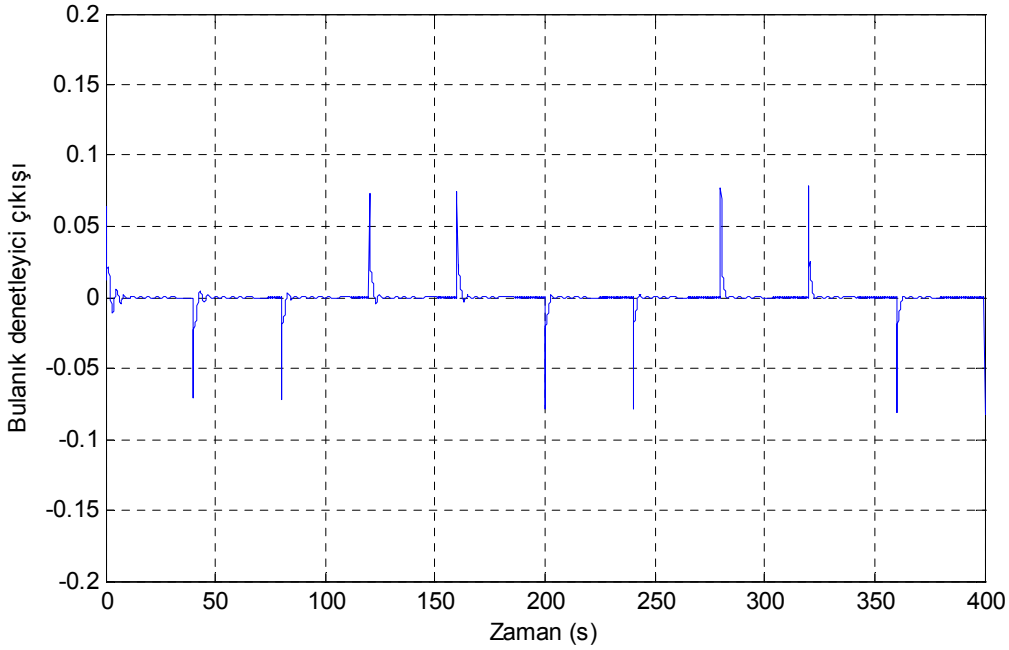
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.13'deki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışını yakaladığı görülmektedir. Yani her geçen periyotta var olan salınımlar giderek azalmaktadır Şekil 5.14 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, gerçek sistemin referans modele zamanla yaklaştığı hatanın giderek azalmasından da daha net anlaşılmaktadır. Şekil 5.15 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir.



Şekil 5.13. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.14. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.15. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi simülasyon başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.13'de verilmiştir.

Çizelge 5.13. Bulanık denetleyici bilgi tabanı simülasyon başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI
-1.0 -1.0 -0.8		-1.000000 -1.000000 -0.800000
-1.0 -0.8 -0.6		-1.000000 -0.800000 -0.600000
-0.8 -0.6 -0.4		-0.800000 -0.600000 -0.400000
-0.6 -0.4 -0.2		-0.668965 -0.468965 -0.268965
-0.4 -0.2 0.0		-0.475043 -0.275043 -0.075043
-0.2 0.0 0.2		-0.200912 -0.000912 0.199088
0.0 0.2 0.4		0.163060 0.363060 0.563060
0.2 0.4 0.6		0.274131 0.474131 0.674131
0.4 0.6 0.8		0.400000 0.600000 0.800000
0.6 0.8 1.0		0.600000 0.800000 1.000000
0.8 1.0 1.0		0.800000 1.000000 1.000000

5.2.5. Merdiven basamağı sinyali ve tam yükte simülasyon

Simülasyon tam yükte yapılmış olup, m=40 gr ağırlığındaki disk formlu yük için hesaplanmış toplam ataletsel moment ve sürtünmeler kullanılmıştır. Simülasyon süresince kullanılan Jeq ve Beq değerleri Çizelge 5.14'deki gibi olup, herhangi bir yük değişimi söz konusu değildir.

Çizelge 5.14. Simülasyon süresince Jeq ve Beq değerleri

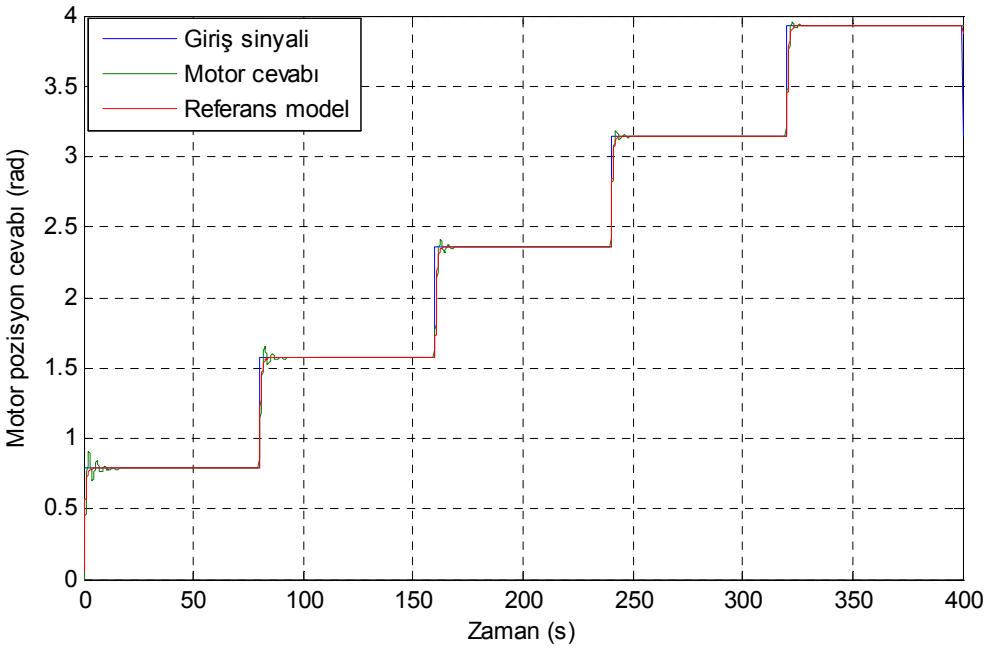
	t= 0 – 400 sn	Yük değişimi
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	Yok
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	Yok

Giriş sinyali olarak merdiven basamağı şeklindeki giriş sinyali kullanılmıştır. Giriş gerilimi $\pi/24$ kazancı ile çarpılarak istediğimiz motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları Çizelge 5.15'de elde edilmiştir.

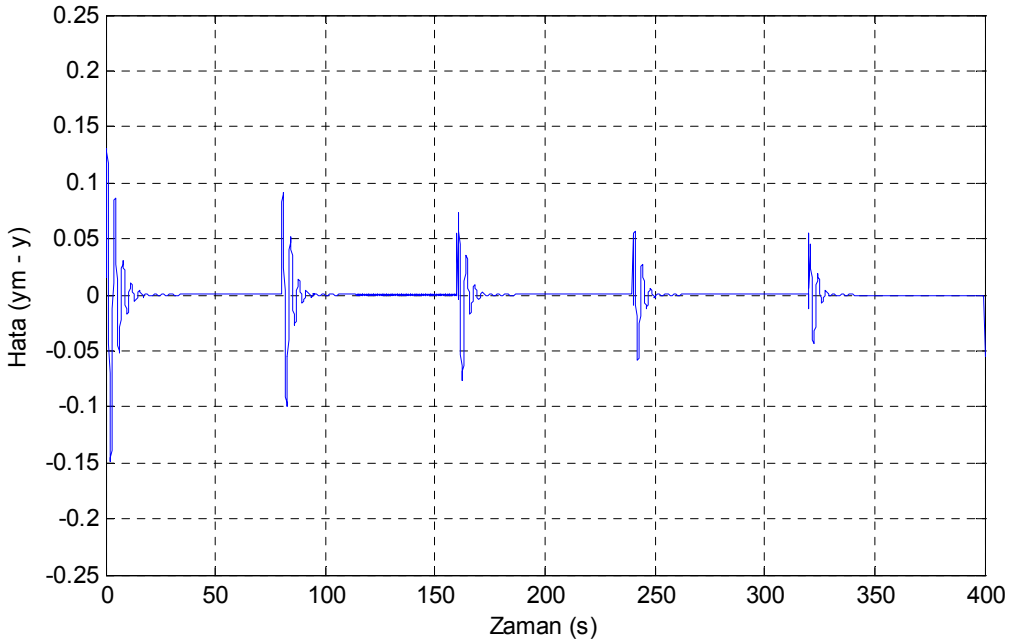
Çizelge 5.15. Motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları

Giriş Gerilimi	Kazanç	Çarpım	Sonuç (radyan)	Sonuç (derece)
+ 6V	$\pi/24$	+6*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=0.785 rad	+45°
+ 12V	$\pi/24$	+12*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=1.57 rad	+90°
+ 18V	$\pi/24$	+18*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=2.355 rad	+135°
+ 24V	$\pi/24$	+24*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=3.14 rad	+180°
+ 30V	$\pi/24$	+30*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=3.925 rad	+225°

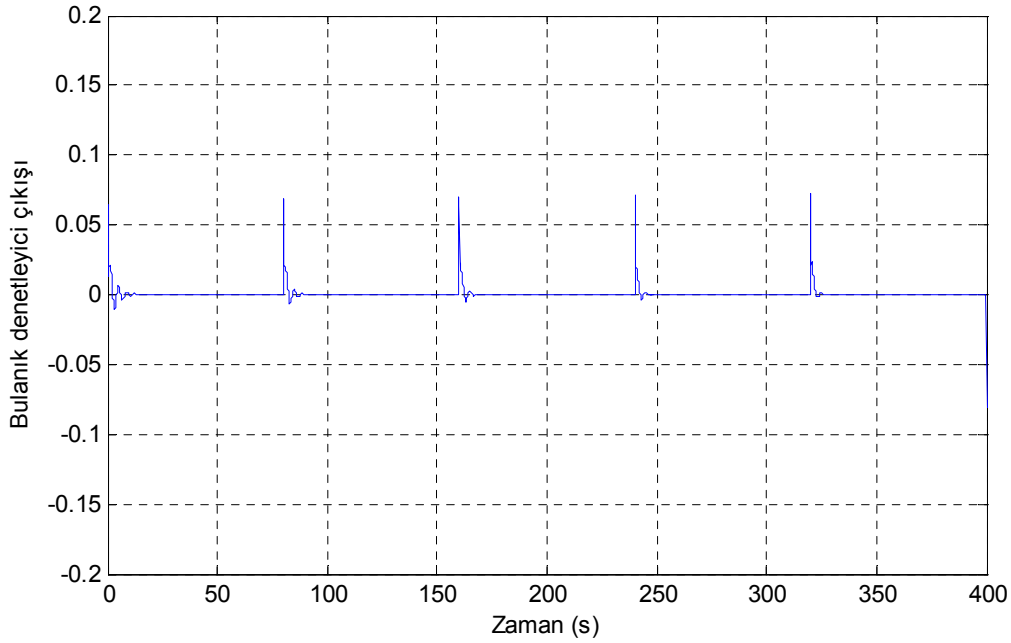
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.16'deki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre zaman ilerledikçe sistem cevabının referans model çıkışını yakaladığı görülmektedir. Yani her geçen periyotta var olan salınımlar giderek azalmaktadır Şekil 5.17 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, gerçek sistemin referans modele zamanla yaklaştığı hatanın giderek azalmasından da daha net anlaşılmaktadır. Şekil 5.18 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir.



Şekil 5.16. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.17. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.18. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi simülasyon başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.16'da verilmiştir.

Çizelge 5.16. Bulanık denetleyici bilgi tabanı simülasyon başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI
-1.0 -1.0 -0.8		-1.000000 -1.000000 -0.800000
-1.0 -0.8 -0.6		-1.000000 -0.800000 -0.600000
-0.8 -0.6 -0.4		-0.800000 -0.600000 -0.400000
-0.6 -0.4 -0.2		-0.669320 -0.469320 -0.269320
-0.4 -0.2 0.0		-0.438966 -0.238966 -0.038966
-0.2 0.0 0.2		-0.200913 -0.000913 0.199087
0.0 0.2 0.4		0.119537 0.319537 0.519537
0.2 0.4 0.6		0.238053 0.438053 0.638053
0.4 0.6 0.8		0.400000 0.600000 0.800000
0.6 0.8 1.0		0.600000 0.800000 1.000000
0.8 1.0 1.0		0.800000 1.000000 1.000000

5.3. ZDAS Sistemin BMRÖD ile Adaptif Kontrol Uygulama Sonuçları

Bu bölümde uygulama devresi olarak Şekil 4.8 uygulama devresinden yararlanılmış ve BMRÖD için Şekil 4.21'deki Matlab-Simulink model kullanılmıştır. Bu bölümdeki toplam dört uygulama için ortak parametreler aşağıdaki gibi maddeler halinde belirtilmiştir.

- Örnekleme periyodu $T = 0.001$ s
- Bulanık denetleyici tasarımında her bir denetleyici girişi ve çıkışı için 11 elemanlı kümeden oluşan üyelik fonksiyonları tanımlanmıştır. Kullanılan bulanık kümeler 0,4 taban genişliğine sahip üçgen şekilli ve simetrik yapıdadır.
- Bulanık denetleyici ve bulanık ters modelin en uygun normalizasyon kazançlarını elde etmek için deneme yanılma yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde kazançlar, denetlenen sistemden alınan cevabın osilasyon durumuna göre değerlerinin arttırılıp azaltılması suretiyle bulunmuştur. Bu bölümdeki bütün uygulamalarda bulanık denetleyici ve bulanık ters model için kullanılan optimum kazanç değerleri Çizelge 5.17'deki gibi seçilmiştir.

Çizelge 5.17. Bulanık denetleyici ve bulanık ters model normalizasyon kazançları

Bulanık denetleyici için normalizasyon kazançları		Bulanık ters model için normalizasyon kazançları	
Hata	$g_e = 0.035$	Hata	$g_{ye} = 0.035$
Hatanın değişimi	$g_c = 15000$	Hatanın değişimi	$g_{yc} = 15000$
Çıkış	$g_u = 0.55$	Çıkış	$g_p = 0.55$

5.3.1. (+ / -) Basamak giriş sinyali ve tam yükte uygulama

İlk uygulama çalışması zamanla değişmeyen sabit tam yükte yapılmış olup, m=40 gr ağırlığındaki disk formlu yük ele alınmıştır. Uygulama süresince kullanılan J_{eq} ve B_{eq} değerleri Çizelge 5.18'deki gibi hesaplanmış olup, herhangi bir yük değişimi söz konusu değildir.

Çizelge 5.18. Uygulama süresince J_{eq} ve B_{eq} değerleri

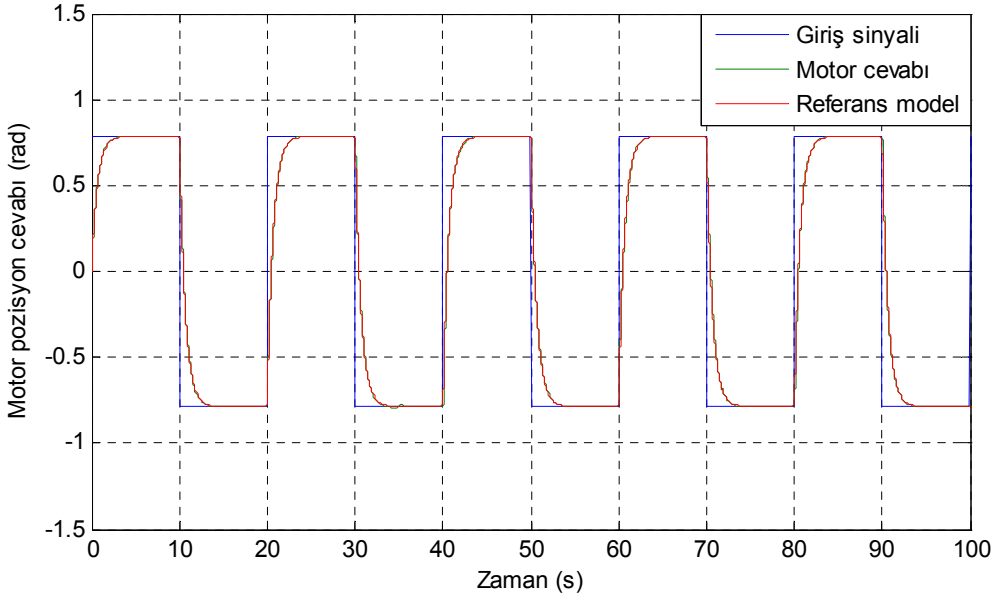
	t= 0 – 100 sn	Yük değişimi
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	Yok
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	Yok

Giriş sinyali olarak simülasyonlarda olduğu gibi aynı sayısal değerde olmak üzere artı ve eksi basamak sinyali kullanılmıştır. Giriş gerilimi $\pi/24$ kazancı ile çarpılarak istediğimiz motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları Çizelge 5.19'de elde edilmiştir.

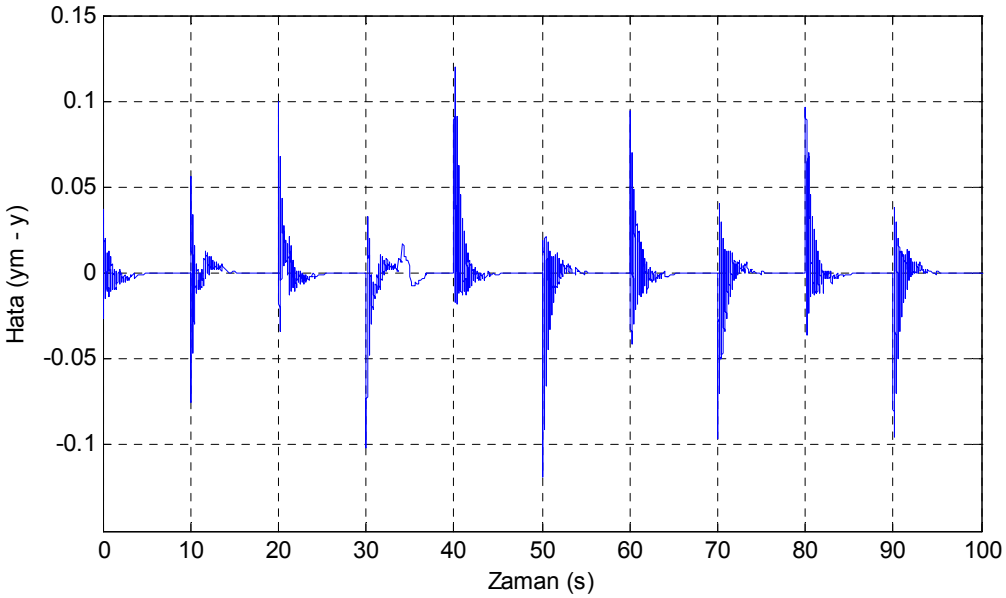
Çizelge 5.19. Motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları

Giriş Gerilimi		Kazanç	Çarpım	Sonuç (radyan)	Sonuç (derece)
± 6V	+ 6V	$\frac{\pi}{24}$	$+6*\frac{\pi}{24}$	$+\frac{\pi}{4}=0.785$ rad	$+45^{\circ}$
	- 6V	$\frac{\pi}{24}$	$-6*\frac{\pi}{24}$	$-\frac{\pi}{4}=-0.785$ rad	-45°

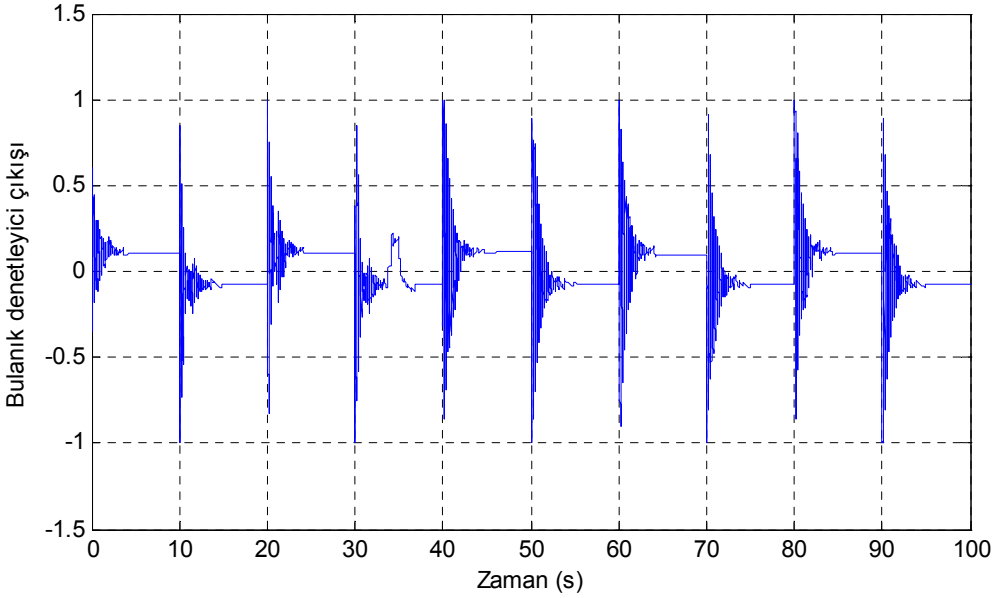
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.19'deki grafikte verilmiştir. Sistem çıkışının referans model çıkışına tam olarak oturmakta olduğu gözlenmiştir. Şekil 5.20 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Adaptasyon kazançları iyi ayarlandığı için hata oldukça düşük seviyelerdedir. Şekil 5.21 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir. Belirtilen uygulama sonuçları aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.19. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.20. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.21. Bulanık denetleyici çıkışı

Bu uygulama, ayrıca elimizde mevcut olan harici yükleri sisteme yük olarak ilave ederek toplam 3 kez tekrarlanmıştır. Yüklerin ağırlıkları 280 g ve 415 g olup her bir ağırlık uygulama süresince sisteme yük olarak ilave edilmiş fakat sistem cevabı Şekil 5.19'da olduğu gibi referans model çıkışına oturmaya devam etmiştir. Motor pozisyon cevabında herhangi bir sapma olmamıştır. Yani bulanık denetleyici gayet iyi bir şekilde sistemi kontrol etmeye devam etmiştir. Motorun aşırı akım çekip bundan zarar görmemesi için de daha fazla yük eklenmemiştir.

Bulanık ters modelden elde edilen p(kT) miktarına göre bilgi tabanı yenileyici bulanık denetleyicinin bilgi tabanında değişiklik yapmaktadır. Bu değişim üyelik fonksiyonlarının merkez değerlerini kaydırmak suretiyle yapılmıştır. Kural tabanının muhtelif kısımları sistemin farklı çalışma şartları esas alınarak doldurulur ve kural tabanının bir alanı güncelleştiğinde diğer kurallar etkilenmez. Dolayısıyla denetleyici yeni durumlara adapte olur. Buna göre bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi uygulama başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.20'de verilmiştir.

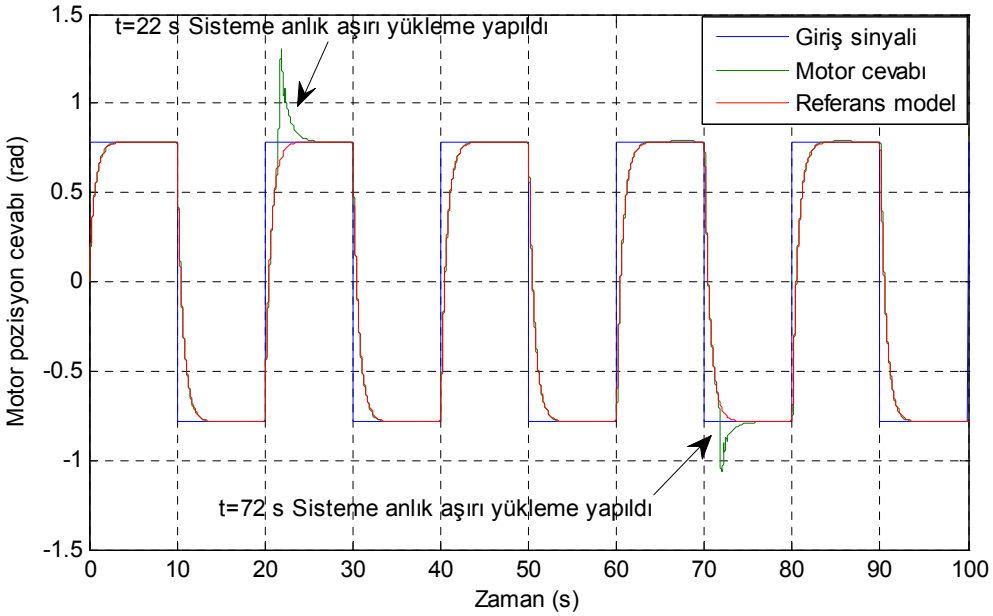
Çizelge 5.20. Bulanık denetleyici bilgi tabanı uygulama başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI		
-1.0 -1.0 -0.8		-0,0797	-0,0797	0,120299
-1.0 -0.8 -0.6		-0,17769	0,022307	0,222307
-0.8 -0.6 -0.4		-0,8	-0,6	-0,4
-0.6 -0.4 -0.2		-0,6	-0,4	-0,2
-0.4 -0.2 0.0		-0,21781	-0,01781	0,18219
-0.2 0.0 0.2		-0,27748	-0,07748	0,122516
0.0 0.2 0.4		-0,21269	-0,01269	0,187307
0.2 0.4 0.6		-0,2155	-0,0155	0,184499
0.4 0.6 0.8		-0,21549	-0,01549	0,184509
0.6 0.8 1.0		-0,21549	-0,01549	0,184507
0.8 1.0 1.0		-0,2155	-0,0155	-0,0155

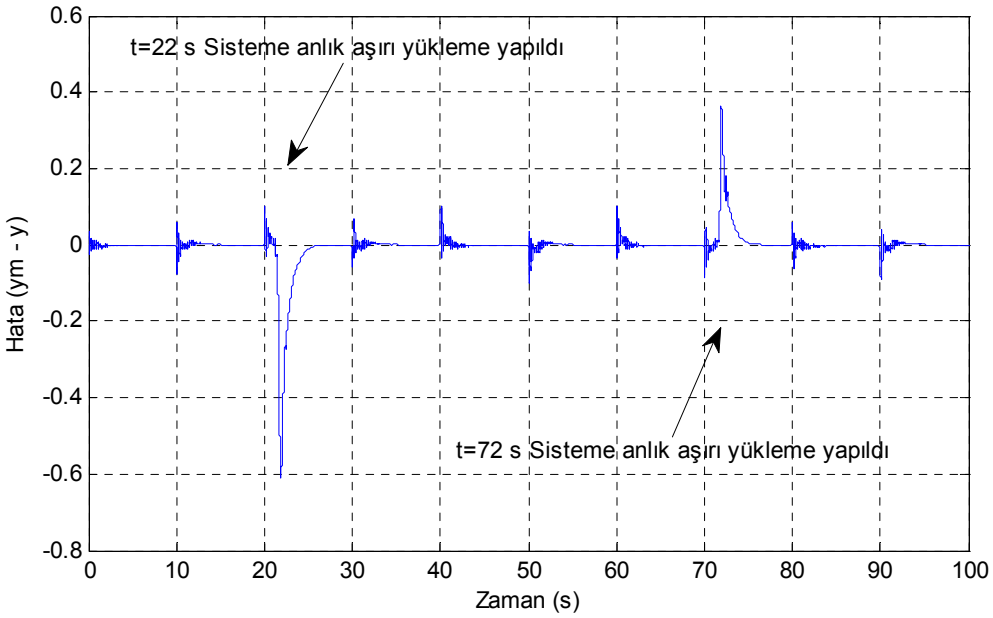
5.3.2. (+ / -) Basamak giriş sinyali ve zamanla artan yükte uygulama

Uygulamada giriş sinyali olarak, önceki uygulamada olduğu gibi aynı sayısal değerde olmak üzere artı ve eksi basamak dalga sinyali kullanılmıştır. Bu aşamada yük değişimin etkilerini görebilmek amacıyla sistem kısa süreli aşırı yüke (890 g) maruz bırakılmış ve cevap eğrileri gözlenmiştir. Uygulama boyunca sisteme iki kez bu şekilde müdahale edildi.

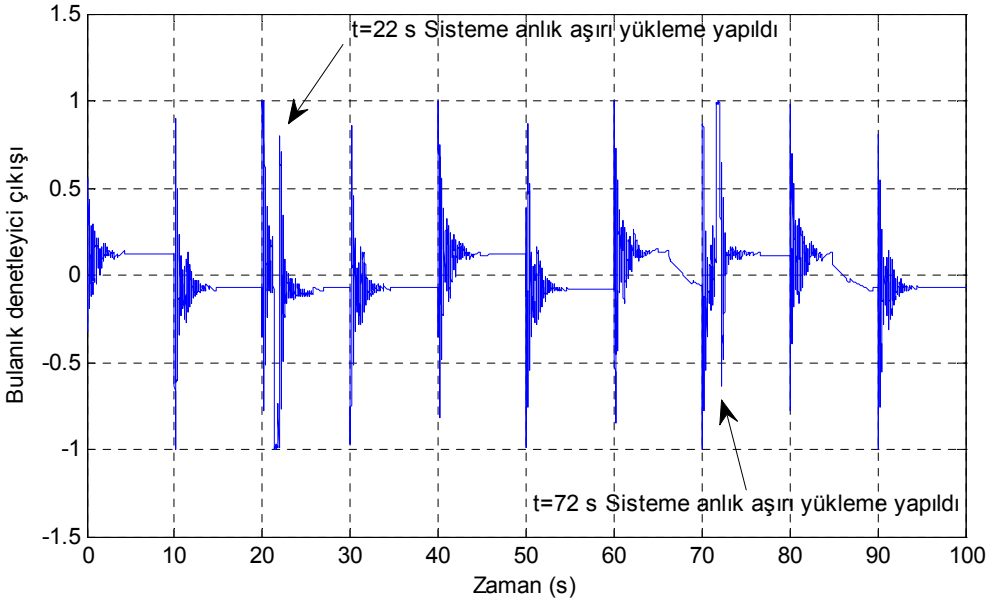
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.22'deki grafikte verilmiştir. Grafiğe göre sistem çıkışının referans model çıkışına tam olarak oturmakta olduğu görülmektedir. t=22'nci saniyede motora kısa süreli aşırı yük (890 g) bindirdiğimiz anda motor pozisyon cevabı daha büyük bir pik yapmıştır. Fakat motor pozisyon cevabı hemen aynı periyot içerisinde tekrar referans modele geri oturmuştur. Sisteme ikinci müdahale bu kez t=72'nci saniyede olmuştur. Motora kısa süreli aşırı yük (890 g) bindirdiğimiz için sistem cevabı bu esnada bir pik daha yapmıştır. Sistem cevabı hemen aynı periyot içerisinde tekrar referans modele geri oturmuştur. Şekil 5.23 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, t=22 ve t=72 anında hatanın maksimum olduğu görülmektedir. Sistem kendini hemen toparladığı için hata tekrar minimum seviyelere kadar düşmüştür. Şekil 5.24 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir. Bulanık denetleyici t=22 ve t=72 anında bir kez daha kontrol sinyali üretip sistem cevabını referans model üzerinde kontrol etmeyi başarmıştır. Belirtilen uygulama sonuçları aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.22. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.23. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.24. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi uygulama başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.21'de verilmiştir.

Çizelge 5.21. Bulanık denetleyici bilgi tabanı uygulama başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI	SONRASI		
-1.0 -1.0 -0.8	-0,07192	-0,07192	0,128083
-1.0 -0.8 -0.6	-0,77467	-0,57467	-0,37467
-0.8 -0.6 -0.4	-0,8	-0,6	-0,4
-0.6 -0.4 -0.2	-0,6	-0,4	-0,2
-0.4 -0.2 0.0	0,768494	0,968494	1,168494
-0.2 0.0 0.2	-0,27047	-0,07047	0,129525
0.0 0.2 0.4	-1,19998	-0,99998	-0,79998
0.2 0.4 0.6	-1,19999	-0,99999	-0,79999
0.4 0.6 0.8	-1,19998	-0,99998	-0,79998
0.6 0.8 1.0	-1,19998	-0,99998	-0,79998
0.8 1.0 1.0	-1,19998	-0,99998	-0,99998

5.3.3. (+ / 0 / -) Basamak giriş sinyali ve tam yükte uygulama

Bu uygulama ise zamanla değişmeyen sabit tam yükte yapılmış olup, m=40 gr ağırlığındaki disk formlu yük ele alınmıştır. Uygulama süresince kullanılan J_{eq} ve B_{eq} değerleri Çizelge 5.22'deki gibi hesaplanmış olup, herhangi bir yük değişimi söz konusu değildir.

Çizelge 5.22. Uygulama süresince Jeq ve Beq değerleri

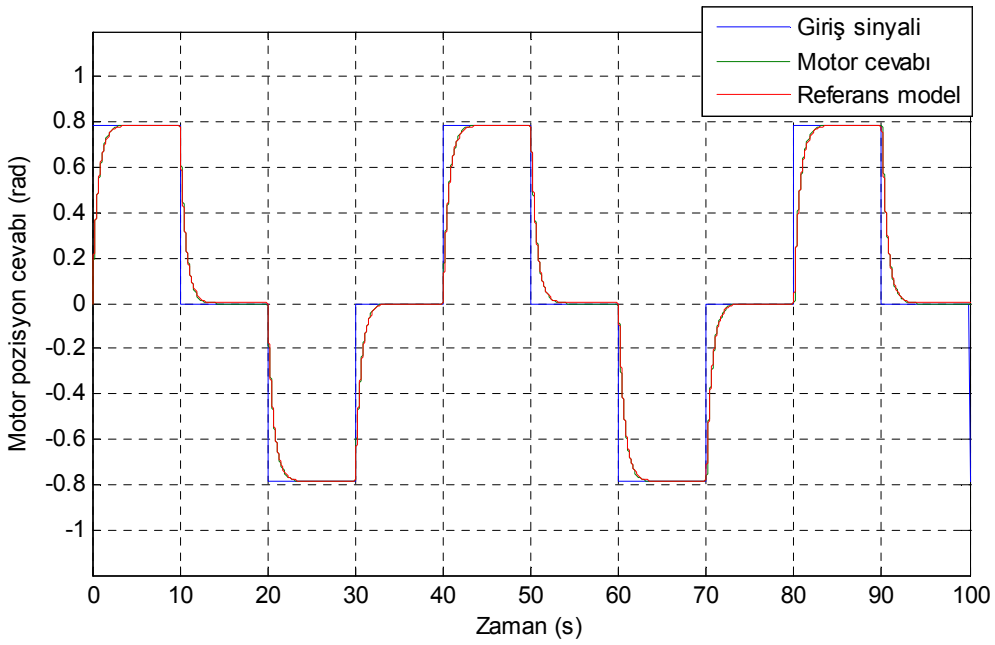
	t= 0 – 100 sn	Yük değişimi
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	Yok
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	Yok

Giriş sinyali olarak (artı / sıfır / eksi) basamak sinyali kullanılmıştır Artı ve eksi giriş sinyalleri aynı sayısal değere sahiptirler. Giriş gerilimi $\pi/24$ kazancı ile çarpılarak istediğimiz motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları Çizelge 5.23'de elde edilmiştir.

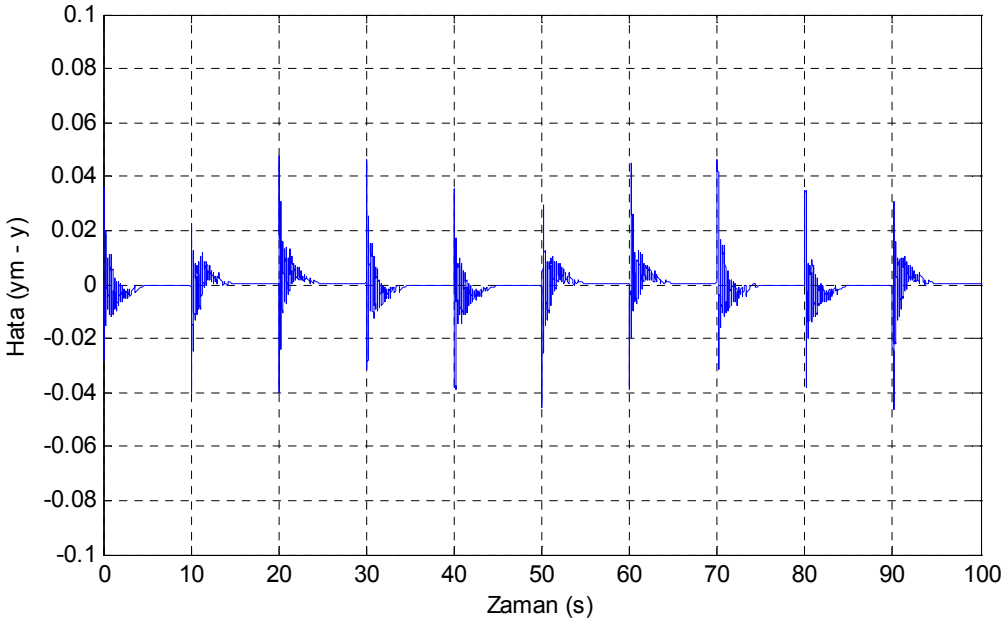
Çizelge 5.23. Motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları

Giriş Gerilimi	Kazanç	Çarpım	Sonuç (radyan)	Sonuç (derece)
+ 6 V	$\frac{\pi}{24}$	$+6*\frac{\pi}{24}$	$+\frac{\pi}{4} = 0.785$ rad	$+45^{\circ}$
0 V	$\frac{\pi}{24}$	$0*\frac{\pi}{24}$	0 rad	0°
- 6 V	$\frac{\pi}{24}$	$-6*\frac{\pi}{24}$	$-\frac{\pi}{4} = -0.785$ rad	-45°

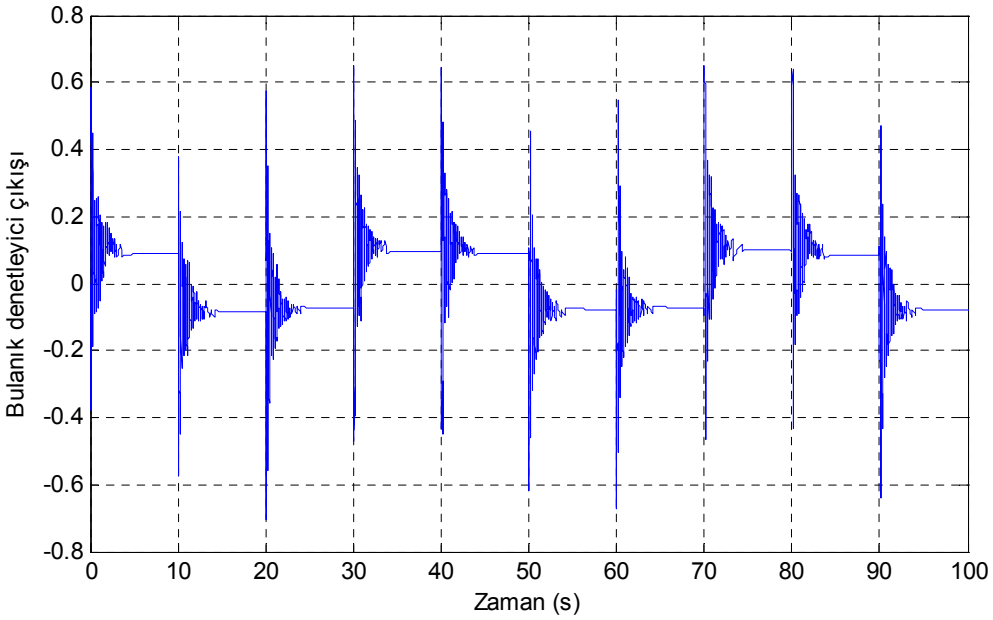
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.25'deki grafikte verilmiştir. Sistem çıkışının referans model çıkışına tam olarak oturmakta olduğu gözlenmiştir. Şekil 5.26 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Adaptasyon kazançları iyi ayarlandığı için hata oldukça düşük seviyelerdedir. Şekil 5.27 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir. Belirtilen uygulama sonuçları aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.25. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.26. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.27. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi uygulama başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.24'de verilmiştir.

Çizelge 5.24. Bulanık denetleyici bilgi tabanı uygulama başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI		
-1.0 -1.0 -0.8		-0,36223	-0,36223	-0,16223
-1.0 -0.8 -0.6		-0,98708	-0,78708	-0,58708
-0.8 -0.6 -0.4		-0,8	-0,6	-0,4
-0.6 -0.4 -0.2		-0,6	-0,4	-0,2
-0.4 -0.2 0.0		0,032566	0,232566	0,432566
-0.2 0.0 0.2		-0,27819	-0,07819	0,121806
0.0 0.2 0.4		-0,56613	-0,36613	-0,16613
0.2 0.4 0.6		-0,49523	-0,29523	-0,09523
0.4 0.6 0.8		-0,49726	-0,29726	-0,09726
0.6 0.8 1.0		-0,49956	-0,29956	-0,09956
0.8 1.0 1.0		-0,49847	-0,29847	-0,29847

5.3.4. Merdiven basamağı sinyali ve tam yükte uygulama

Son uygulama yine zamanla değişmeyen sabit tam yükte yapılmış olup, m=40 gr ağırlığındaki disk formlu yük ele alınmıştır. Uygulama boyunca kullanılan J_{eq} ve B_{eq} değerleri Çizelge 5.25'deki gibi hesaplanmış olup, bu herhangi bir yük değişimi söz konusu değildir.

Çizelge 5.25. Uygulama süresince J_{eq} ve B_{eq} değerleri

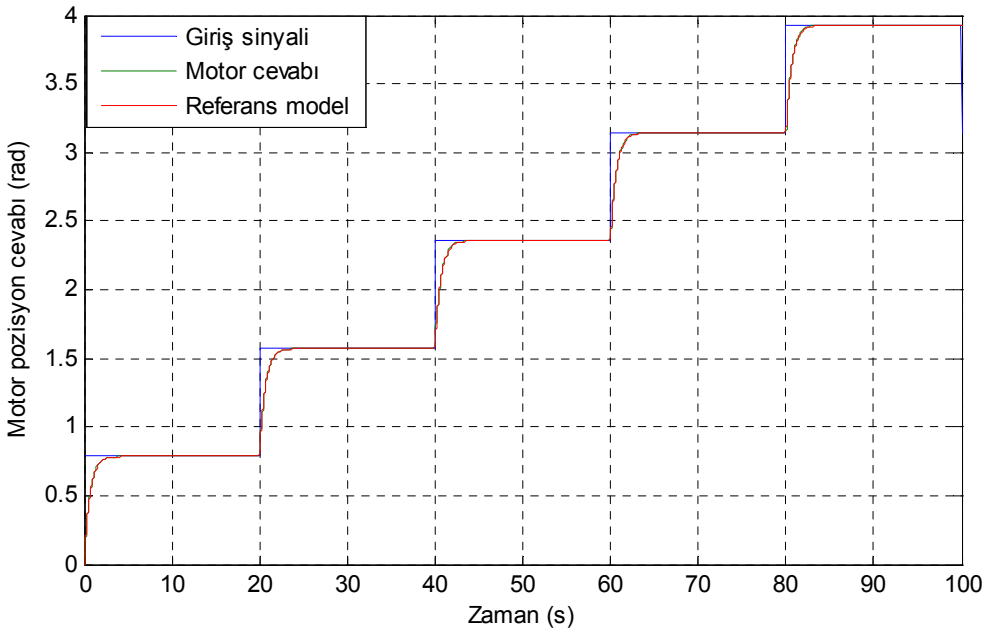
	t= 0 – 100 sn	Yük değişimi
J_{eq}	4.83 x 10^{-7} $kg.m^2$	Yok
B_{eq}	3.4 x 10^{-6} N.m / (rad/s)	Yok

Giriş sinyali olarak merdiven basamağı şeklindeki giriş sinyali kullanılmıştır. Giriş gerilimi $\pi/24$ kazancı ile çarpılarak istediğimiz motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları Çizelge 5.26'da elde edilmiştir.

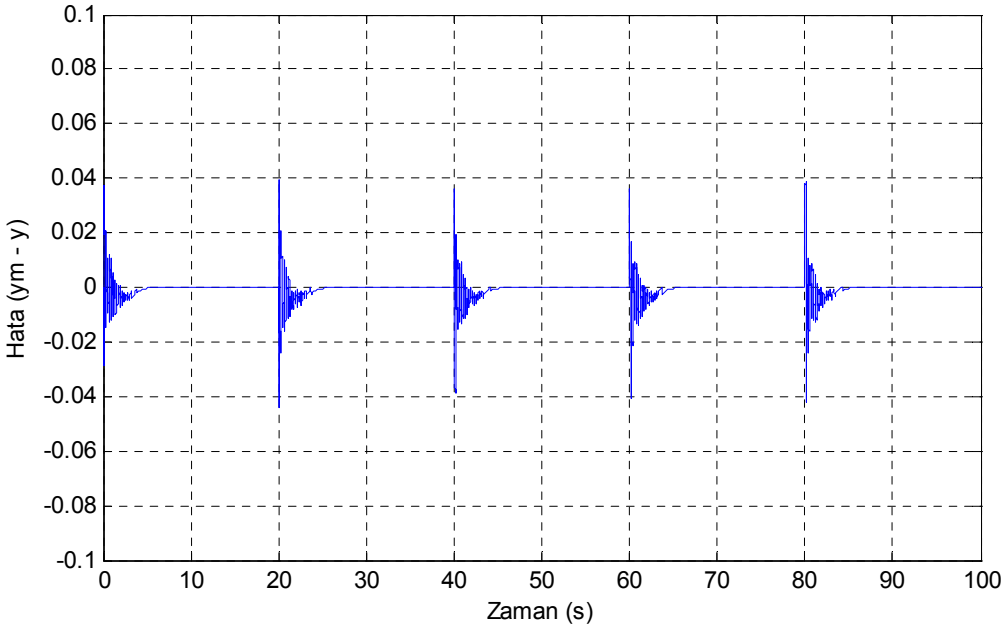
Çizelge 5.26. Motor pozisyonunun radyan ve derece karşılıkları

Giriş Gerilimi	Kazanç	Çarpım	Sonuç (radyan)	Sonuç (derece)
+ 6V	$\pi/24$	+6*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=0.785 rad	+45°
+ 12V	$\pi/24$	+12*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=1.57 rad	+90°
+ 18V	$\pi/24$	+18*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=2.355 rad	+135°
+ 24V	$\pi/24$	+24*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=3.14 rad	+180°
+ 30V	$\pi/24$	+30*($\pi/24$)	+($\pi/4$)=3.925 rad	+225°

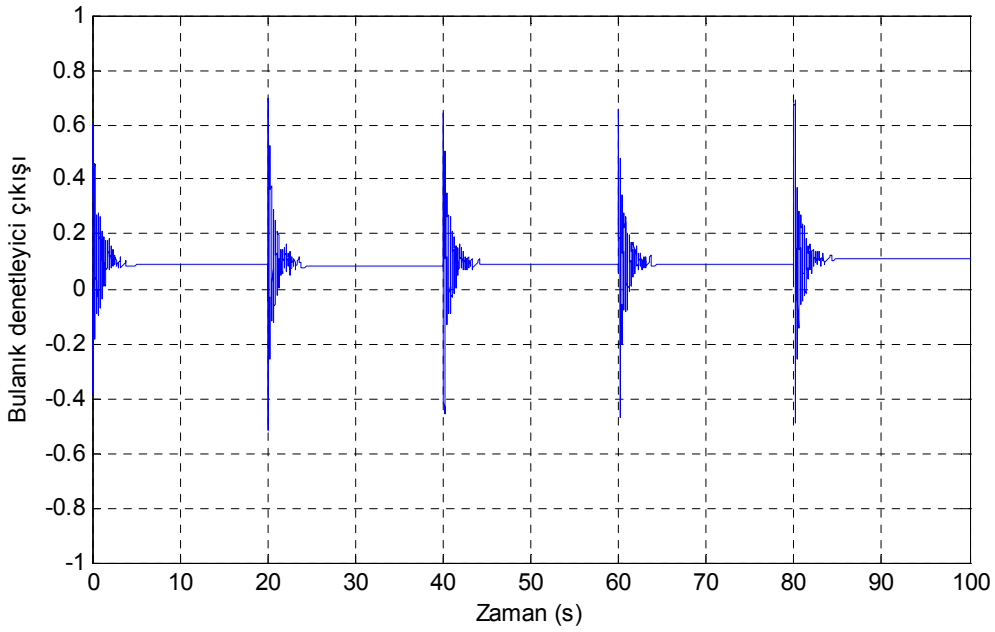
Açısal servo sistemin pozisyon cevabı ve referans model çıkışı Şekil 5.28'deki grafikte verilmiştir. Sistem çıkışının referans model çıkışına tam olarak oturmakta olduğu gözlenmiştir. Şekil 5.29 referans model çıkışı ile açısal servo modülün pozisyon cevabı arasındaki hatayı göstermektedir. Adaptasyon kazançları iyi ayarlandığı için hata oldukça düşük seviyelerdedir. Şekil 5.30 ise bulanık denetleyicinin çıkışını yani kontrol sinyalini göstermektedir. Belirtilen uygulama sonuçları aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.28. Referans model ve motor pozisyon cevabı



Şekil 5.29. Motor pozisyonu ile referans model çıkışı arasındaki hata



Şekil 5.30. Bulanık denetleyici çıkışı

Bulanık denetleyicinin bilgi tabanı değişimi uygulama başlangıcı ve sonrası olmak üzere Çizelge 5.27'de verilmiştir.

Çizelge 5.27. Bulanık denetleyici bilgi tabanı uygulama başlangıcı ve sonrası

BAŞLANGICI		SONRASI		
-1.0 -1.0 -0.8		-0,36751	-0,36751	-0,16751
-1.0 -0.8 -0.6		-0,57839	-0,37839	-0,17839
-0.8 -0.6 -0.4		-0,8	-0,6	-0,4
-0.6 -0.4 -0.2		-0,6	-0,4	-0,2
-0.4 -0.2 0.0		-0,39578	-0,19578	0,00422
-0.2 0.0 0.2		-0,09126	0,108745	0,308745
0.0 0.2 0.4		-0,37819	-0,17819	0,021807
0.2 0.4 0.6		0,342469	0,542469	0,742469
0.4 0.6 0.8		0,542469	0,742469	0,942469
0.6 0.8 1.0		0,742469	0,942469	1,142469
0.8 1.0 1.0		0,8	1	1

5.4. Tartışma

Yapılan simülasyon ve uygulama çalışmaları neticesinde elde edilen sonuçlar, adaptif kontrol yöntemleri içerisinde bulanık adaptif yönteminin de etkili olabileceğini simülasyon ve uygulama neticeleri göstermektedir. Bunun yanında bulanık adaptif kontrol yöntemlerinin uygulaması esnasında hızlı işlem yapabilen programlanabilir ortamlar gerektirdiği görülmüştür. Özellikle çok hızlı değişebilen dinamik sistemlerde belirlenen örnekleme periyodu içerisinde kontrol algoritmasının yürütülmesi zorlaşmaktadır.

Diğer yandan belirlenen yöntemin çok fazla matematiksel analiz gerektirmemesi tasarım işlemini oldukça kolaylaştırmaktadır. Bu yöntemin, diğer klasik adaptif kontrol sistemlerine göre bir alternatif olabileceği düşünülmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

6.1. Sonuçlar

Bu çalışmada, bulanık denetleyici tasarımı için sistematik bir metot sağlayan ve adaptif kontrol tekniklerinden biri olan Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) yöntemi kullanılmıştır. Klasik bulanık mantık ile yapılan denetlemede bulanık denetleyicinin üyelik fonksiyonlarının oluşturulması çoğu zaman tecrübeye ve bilgiye dayalıdır. BMRÖD yönteminde ise üyelik fonksiyonları, bir öğrenme mekanizması yardımıyla merkezlerin belli bir kritere göre kaydırılması yoluyla otomatik olarak ayarlanmıştır. Öğrenme ve adaptasyon mekanizması, parametre değişimlerine ve dış etkilere karşı bulanık denetleyicinin kural tabanını sürekli olarak yenilemiştir. BMRÖD yönteminde denetleyiciye ve bulanık ters modele ait kazançlar deneme yanılma yoluyla bulunmuştur. Bu kazanç değerlerinin denetim performansı üzerinde çok etkili olduğu gözlenmiştir.

Simülasyon çalışmalarında, denetleyicinin performansını test edebilmek için simülasyon devam ederken herhangi bir "t" anında sistem parametrelerinden biri değiştirilerek sistem cevabı gözlenmiştir. Sistem cevaplarından, parametre değişimi anında sistem çıkışının bozulduğu, ancak ilerleyen zaman içinde bulanık adaptif denetleyicinin kendi içerisinde kontrol parametrelerini yenileyerek sistem çıkışının istenen referans model çıkışına yavaş yavaş yaklaştırdığı ve hatayı giderek azalttığı görülmüştür.

Uygulama çalışmalarında ise açısal servo sistemi kontrol eden bulanık adaptif denetleyicinin performansını test edebilmek için sistem çalışırken yani denetleyici sistemi kontrol ederken sisteme farklı zamanlarda iki yük ilavesi yapılmıştır. Bu yüklenmeye rağmen denetleyicinin hala sistemi istenen referans model doğrultusunda bozulma olmadan takip ettiği görülmüştür. Bir sonraki uygulamada ise motora aşırı yükten dolayı zarar gelmemesi için daha fazla bir yük anlık olarak uygulanmıştır. Bu kez sistem cevabının bozulduğu, ancak adaptasyon yaparak referans modele hızla yaklaştığı görülmüştür.

Sonuç olarak yapılan tüm simülasyon ve uygulama çalışmalarında, BMRÖD yönteminin sabit ya da zamanla değişen sistemlerde, bulanık denetleyici yapısını sürekli yenilemek suretiyle etkin bir denetim sağladığı görülmüştür. Birden fazla simülasyon ve uygulama çalışması benzer sonuçlar vermiştir.

6.2. Öneriler

Bu yöntem, ABS fren sistemi denetimi, gemi dümen denetimi, uçak kanat denetimi, roket hız denetimi ve uydu konum denetimi gibi problemlere de benzer şekilde uygulanabilir. BMRÖD yönteminde denetleyiciye ve bulanık ters modele ait kazançların seçimi için belirgin bir yöntem bulunmamaktadır. Bu yöntemde kazançlar, denetlenen sistemden alınan cevabın osilasyon durumuna göre değerlerinin arttırılıp azaltılması suretiyle, bir başka deyişle deneme yanılma yoluyla bulunmaktadır. Kazanç seçiminin bu şekilde olması tasarımı oldukça zorlaştıran bir faktördür. Bu yüzden, kazanç seçiminin kolay bir şekilde yapılmasını sağlayacak bir yöntemin geliştirilmesi, ihtiyaç duyulan bir çalışma konusudur. BMRÖD yönteminin güçlendirilmesi ve tam olarak sistematik hale getirilmesi gerçeğinden hareketle, iyi bir denetim performansı sağlayacak kazançların bulunması için GA yöntemi kullanılabilir.

KAYNAKLAR

Alarçin F., 2005, Gemi Hareketlerinin Dinamik Analizi ve Adaptif Yaklaşımlarla Kontrolü, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul

Altın R., 2005, Ters Sarkaç Sisteminin Denetimi, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara

Astrom K. and Wittenmark B., 1999, Adaptive Control Reading, Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts

Aydoğdu Ö., Akkaya R. and Yılmaz N., 1999, Modelling and Design of a Digital Position Controlled DC Servo System, 4th Int. Mechatronic Design and Modelling Workshop, MDM'99, Ankara, 189-194

Aydoğdu Ö., 2006, Fırçasız Doğru Akım Motorların Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya

Bingül Z. ve Küçük S., 2008, Robot Dinamiği ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul, 292-328

Dındış G., 2007, Bir Ters Sarkaç Sistemi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir

Elmas Ç., 2003, Bulanık Mantık Denetleyiciler, Seçkin Yayımcılık, Ankara, 90-104

Haykin S., 1996, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs 3rd edition NJ: Prentice-Hall Inc.

Hovland G., 2008, Evaluation of Online Inverted Pendulum Control Experiment, IEEE Vol:51, No:1

Jang J. R., Sun C. and Mizutani E., 1997, Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Prentice-Hall Inc.

Karaduman Ö., 2006, Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim Yöntemiyle Roket Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ

Kizir S., 2008, Doğrusal Olmayan Ters Sarkaç Sisteminin Tasarımı ve Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli

Koshkouei A. J. and Burnham K. J., 2003, Control of DC Motors Using Proportional Integral Sliding Mode, Control Theory and Applications Centre, Coventry University, Coventry CV1 5FB, United Kingdom

Kwong W. and Passino K., 1994, Fuzzy Learning Systems for Aircraft Control Law Reconguration, Proceedings of the IEEE Int. Symp. on Intelligent Control, Columbus, Ohio, 16-18

Layne J. R., 1992, Fuzzy Model Reference Learning Control, Yüksek Lisans Tezi, The Ohio State University Department of Electrical and Electronics Engineering, Ohio

Layne J. R. and Passino K., 1992, Fuzzy Model Reference Learning Control, Proceedings of the 1st IEEE Conference on Control Applications, 686–691

Layne J. R., Passino K. and Yurkovich S., 1993, Fuzzy Learning Control for Anti-Skid Braking Systems, IEEE Trans. on Control System Technology, Vol: 1, 122–129

Layne J. R. and Passino K., 1993, Fuzzy Model Reference Learning Control for Cargo Ship Steering, IEEE Control Systems, Vol: 13, No: 6, 23–34

Layne J. R. and Passino K., 1994, Fuzzy Model Reference Learning Control, Proceedings of the 2nd IEEE Conference on Control Applications, Ohio, 579–585

Layne J. R., Passino K. and Yurkovich S., 1995, Fuzzy Learning Control for Brake systems, IEEE Trans. on Control System Technology, Vol: 2, 105–112

Layne J. R. and Passino K., 1996, Fuzzy Model Reference Learning Control, Proceedings of the 3th IEEE Conference on Control Applications, Vol: 4, No: 1, 33–47

Lee C., 1990, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part 1, IEEE Trans. on Systems, Man. and Cybernetics, Vol: 20, 404–418

Lennon W. K. and Passino K., 1999, Intelligent Control for Brake Systems, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol: 7, No: 2

Li W. and Slotine J., 1991, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, New Jersey

Lin Z., Saberi A., Gutmann M. and Shamash Y., 1995, Lineer Controller for an Inverted Pendulum Having Restricted Travel, Proceeding of the American Control Conference, Washington

Maeland, J. A. and Porter B., 1991, Design of Model Reference Neural Controllers Using Step Response Data, IFAC Algorithms and Architectures for Real-Time Control, Bangor, North Wales, United Kingdom

Mandell G., Caporaso G. and Bengen W., 1993, Topics in Advanced Model Rocket, The MIT Press, Cambridge, Massachusetts

Mathworks Inc., 2008, Simulink Fuzzy Logic Toolbox User's Guide, Version 2, Release 12, USA

Moudgal, V., Kwong, W., Passino K. and Yurkovich S., 1994, Learning Control for a Two-Link Flexible Mechanism, Proc. of the American Control Conference, Baltimore, MD

Nguyen H. and Sugeno T., 1998, Fuzzy Systems Modelling and Control, Kluwer Academic Publishers, Boston/Dordrecht/London, 19-40

Ogata K., 1998, Modern Control Engineering, Prentice-Hall International Editions, New Jersey

Passino K., 1996, Fuzzy Model Reference Learning Systems for Aircraft Control, Proceedings of the IEEE Int. Symp. on Intelligent Control, Ohio

Passino K. and Yurkovich S., 1998, Fuzzy Control, Addison Wesley Longman Inc.

Quanser Inc., 2008, SRV02 Q3 and QuarC Integration User Manual, Canada

Ross T. J., 1995, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Mc-Graw Hill

Şen Z., 2001, Bulanık Mantık ve Modelleme İlkeleri, Bilge Sanat Yapım Yayınları, İstanbul

Yavuz H. S., 2002, Bulanık Görüntü Bölütleme Yöntemiyle İkinci Nesil Görüntü Sıkıştırma, Yüksek Lisans Tezi, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir

Yılmaz S., 2007, Bulanık Mantık ve Mühendislik Uygulamaları, Kocaeli Üniversitesi Yayınları, No:289, Kocaeli

Yüksel İ., 2006, Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, Vipaş, Bursa

Zadeh L. A., 1965, Fuzzy Sets Information Control, Vol: 8, 338-353

EKLER

EK-1 Bölüm 3 ve Bölüm 4'de Simülasyonlarda Kullanılan Matlab Programları

Program 1: (motor_denetleyici.m) Bulanık denetleyici alt programı

```
function [sys,x0,str,ts] = motor_denetleyici(t,x,u,flag)

switch flag,

  case 0,
     [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes;
  case 2,
     sys = mdlUpdate(t,x,u);
  case 3,
     sys= mdlOutput(t,x,u);
  case 9,
     sys=[];
  otherwise
    error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
 end

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes
  sizes = simsizes;
  sizes.NumContStates  = 0;
  sizes.NumDiscStates  = 1;
  sizes.NumOutputs     = 1;
  sizes.NumInputs      = 2;
  sizes.DirFeedthrough = 0;
  sizes.NumSampleTimes = 1;
  sys = simsizes(sizes);
  str = [];
  x0  = 0;
  ts  = [0.05 0];   % Örnekleme zamanı: [period, offset]

function sys= mdlUpdate(t,x,u)
[sys]=u(1);

function sys=mdlOutput(t,x,u)
% Hata ve Hatadaki değişim
deger1=u(1);
deger2=u(2);

% Giriş üyelik fonksiyonları
% 1. Giriş
kat=1;
e_e5=[-1000000.0 -1000000.0 -1.0 -0.8]*kat;
e_e4=[-1.0 -0.8 -0.6]*kat;
e_e3=[-0.8 -0.6 -0.4]*kat;
e_e2=[-0.6 -0.4 -0.2]*kat;
e_e1=[-0.4 -0.2 0.0]*kat;
e_0=[-0.2 0.0 0.2]*kat;
e_1=[0.0 0.2 0.4]*kat;
e_2=[0.2 0.4 0.6]*kat;
e_3=[0.4 0.6 0.8]*kat;
e_4=[0.6 0.8 1.0]*kat;
e_5=[0.8 1.0 1000000.0 1000000.0]*kat;
```

```
% 2. Giriş
deltae_e5=[-1000000.0 -1000000.0 -1.0 -0.8]*kat;
deltae_e4=[-1.0 -0.8 -0.6]*kat;
deltae_e3=[-0.8 -0.6 -0.4]*kat;
deltae_e2=[-0.6 -0.4 -0.2]*kat;
deltae_e1=[-0.4 -0.2 0.0]*kat;
deltae_0=[-0.2 0.0 0.2]*kat;
deltae_1=[0.0 0.2 0.4]*kat;
deltae_2=[0.2 0.4 0.6]*kat;
deltae_3=[0.4 0.6 0.8]*kat;
deltae_4=[0.6 0.8 1.0]*kat;
deltae_5=[0.8 1.0 1000000.0 1000000.0]*kat;

% Hangi üyelik fonksiyonlarının seçildiğini belirleme
dosya=fopen('motor_e_uye.txt','w+');
if (and(deger1 > min(e_e5),deger1 < max(e_e5)))
 fprintf(dosya,'%d ',1);
end;
if (and(deger1 > min(e_e4),deger1 < max(e_e4)))
 fprintf(dosya,'%d ',2);
end;
if (and(deger1 > min(e_e3),deger1 < max(e_e3)))
 fprintf(dosya,'%d ',3);
end;
if (and(deger1 > min(e_e2),deger1 < max(e_e2)))
 fprintf(dosya,'%d ',4);
end;
if (and(deger1 > min(e_e1),deger1 < max(e_e1)))
 fprintf(dosya,'%d ',5);
end;
if (and(deger1 > min(e_0),deger1 < max(e_0)))
 fprintf(dosya,'%d ',6);
end;
if (and(deger1 > min(deltae_1),deger1 < max(e_1)))
 fprintf(dosya,'%d ',7);
end;
if (and(deger1 > min(e_2),deger1 < max(e_2)))
 fprintf(dosya,'%d ',8);
end;
if (and(deger1 > min(e_3),deger1 < max(e_3)))
 fprintf(dosya,'%d ',9);
end;
if (and(deger1 > min(e_4),deger1 < max(e_4)))
 fprintf(dosya,'%d ',10);
end;
if (and(deger1 > min(e_5),deger1 < max(e_5)))
 fprintf(dosya,'%d ',11);
end;
fclose(dosya);
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
```

Program 2: (motorguncelle.m) Kural tabanı güncelleme alt programı

```
function [sys,x0,str,ts] = motorguncelle(t,x,u,flag)

switch flag,

  case 0,
     [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes;
  case 2,
     sys = mdlUpdate(t,x,u);
  case 3,
     sys = mdlOutput(t,x,u);
  case 9,
     sys=[];
  otherwise
    error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
 end

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes
  sizes = simsizes;
  sizes.NumContStates  = 0;
  sizes.NumDiscStates  = 1;
  sizes.NumOutputs     = 1;
  sizes.NumInputs      = 1;
  sizes.DirFeedthrough = 0;
  sizes.NumSampleTimes = 1;
  sys = simsizes(sizes);
  str = [];
  x0  = 0;
  ts  = [0.05 0];   % Örnekleme zamanı: [period, offset]

function sys= mdlUpdate(t,x,u)
sys=u(1);

function sys= mdlOutput(t,x,u)
ayar=u;
dosya=fopen('motorhata.txt','r+');
hata_=fscanf(dosya,'%d');
fclose(dosya);

if eq(hata_,1)

% Çıkış üyelik fonksiyonları
[a b c]=textread('motor_uyelik_output.txt','%f %f %f',11);

u_NH=[a(1) b(1) c(1)];
u_NL=[a(2) b(2) c(2)];
u_NM=[a(3) b(3) c(3)];
u_NS=[a(4) b(4) c(4)];
u_NT=[a(5) b(5) c(5)];
u_Z= [a(6) b(6) c(6)];
u_PT=[a(7) b(7) c(7)];
u_PS=[a(8) b(8) c(8)];
u_PM=[a(9) b(9) c(9)];
u_PL=[a(10) b(10) c(10)];
u_PH=[a(11) b(11) c(11)];

% Değişim miktarı
ayar=u;
```

```
% Değişim yapılacak giriş üyelik fonksiyonu numaraları
dosya=fopen('motor_e_uye.txt','r');
i=1;
while not(feof(dosya))
   e=fscanf(dosya,'%d');
   i=i+1;
end
fclose(dosya);
eadet=length(e);

dosya=fopen('motor_deltae_uye.txt','r');
i=1;
while not(feof(dosya))
   deltae=fscanf(dosya,'%d');
   i=i+1;
end
fclose(dosya);
deltaeadet=length(deltae);


% Kural tabanı
k_l=[
    1 1 1 1 1; 1 2 1 1 1; 1 3 1 1 1; 1 4 1 1 1; 1 5 1 1 1; 1 6 1 1 1;
1 7 2 1 1; 1 8 3 1 1; 1 9 4 1 1; 1 10 5 1 1; 1 11 6 1 1;
    2 1 1 1 1; 2 2 1 1 1; 2 3 1 1 1; 2 4 1 1 1; 2 5 1 1 1; 2 6 2 1 1;
1 7 3 1 1; 1 8 4 1 1; 1 9 5 1 1; 1 10 6 1 1; 1 11 7 1 1;
    3 1 1 1 1; 3 2 1 1 1; 3 3 1 1 1; 3 4 1 1 1; 3 5 2 1 1; 3 6 3 1 1;
1 7 4 1 1; 1 8 5 1 1; 1 9 6 1 1; 1 10 7 1 1; 1 11 8 1 1;
    4 1 1 1 1; 4 2 1 1 1; 4 3 1 1 1; 4 4 2 1 1; 4 5 3 1 1; 4 6 4 1 1;
1 7 5 1 1; 1 8 6 1 1; 1 9 7 1 1; 1 10 8 1 1; 1 11 9 1 1;
    5 1 1 1 1; 5 2 1 1 1; 5 3 2 1 1; 5 4 3 1 1; 5 5 4 1 1; 5 6 5 1 1;
1 7 6 1 1; 1 8 7 1 1; 1 9 8 1 1; 1 10 9 1 1; 1 11 10 1 1;
    6 1 1 1 1; 6 2 2 1 1; 6 3 3 1 1; 6 4 4 1 1; 6 5 5 1 1; 6 6 6 1 1;
1 7 7 1 1; 1 8 8 1 1; 1 9 9 1 1; 1 10 10 1 1; 1 11 11 1 1;
    7 1 2 1 1; 7 2 3 1 1; 7 3 4 1 1; 7 4 5 1 1; 7 5 6 1 1; 7 6 7 1 1;
7 7 8 1 1; 7 8 9 1 1; 7 9 10 1 1; 7 10 11 1 1; 7 11 11 1 1;
    8 1 3 1 1; 8 2 4 1 1; 8 3 5 1 1; 8 4 6 1 1; 8 5 7 1 1; 8 6 8 1 1;
8 7 9 1 1; 8 8 10 1 1; 8 9 11 1 1; 8 10 11 1 1; 8 11 11 1 1;
    9 1 4 1 1; 9 2 5 1 1; 9 3 6 1 1; 9 4 7 1 1; 9 5 8 1 1; 9 6 9 1 1;
9 7 10 1 1; 9 8 11 1 1; 9 9 11 1 1; 9 10 11 1 1; 9 11 11 1 1;
    10 1 5 1 1; 10 2 6 1 1; 10 3 7 1 1; 10 4 8 1 1; 10 5 9 1 1; 10 6
10 1 1; 10 7 11 1 1; 10 8 11 1 1; 10 9 11 1 1; 10 10 11 1 1; 10 11 11
1 1;
    11 1 6 1 1; 11 2 7 1 1; 11 3 8 1 1; 11 4 9 1 1; 11 5 10 1 1; 11 6
11 1 1; 11 7 11 1 1; 11 8 11 1 1; 11 9 11 1 1; 11 10 11 1 1; 11 11 11
1 1;];

.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
```

Program 3: (motoradapdevam.m) Adaptasyon devamı alt programı

```
function [sys,x0,str,ts] = motoradapdevam(t,x,u,flag)

switch flag,

  case 0,
     [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes;
  case 2,
     sys =mdlUpdate(t,x,u);
  case 3,
     sys=mdlOutput(t,x,u);
  case 9,
     sys=[];
  otherwise
    error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
 end

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes
  sizes = simsizes;
  sizes.NumContStates  = 0;
  sizes.NumDiscStates  = 1;
  sizes.NumOutputs     = 1;
  sizes.NumInputs      = 1;
  sizes.DirFeedthrough = 0;
  sizes.NumSampleTimes = 1;
  sys = simsizes(sizes);
  str = [];
  x0  = 0;
  ts  = [0.05 0];   % Örnekleme zamanı: [period, offset]


function sys= mdlUpdate(t,x,u)
sys=u(1);
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
.
```

EK-2 Bölüm 4'de Uygulamada Kullanılan Matlab Programı

```
function[y1,y2,cikis1,e3,deltae3,z3,cikis2,cikis3,uye_cikis,euye_cikis
,deuye_cikis,ep] =
AdaptBulanik(u1,giris1,u2,uye2,e2,deltae2,wr,wref,ed)

%%%% Motor bulanık adaptif denetleyici
b=ones(11,1);
e3=ones(1,2);
deltae3=ones(1,2);
b = uyeler(:,2);
ei=ones(6,1)*1/3;
e=ones(1,2);

ui=1; %0.925;
sum1=0; sum2=0;
a1=ones(1,2);
a2=ones(1,2);
a3=ones(1,2);
a4=ones(1,2);
a5=ones(1,2);
mu_E=ones(2,2);
E=ones(2,2);

    rule_base =[1  1  1  1  1  1  2  3  4  5  6
                1  1  1  1  1  2  3  4  5  6  7
                1  1  1  1  2  3  4  5  6  7  8
                1  1  1  2  3  4  5  6  7  8  9
                1  1  2  3  4  5  6  7  8  9  10
                1  2  3  4  5  6  7  8  9  10 11
                2  3  4  5  6  7  8  9  10 11 11
                3  4  5  6  7  8  9  10 11 11 11
                4  5  6  7  8  9  10 11 11 11 11
                5  6  7  8  9  10 11 11 11 11 11
                6  7  8  9  10 11 11 11 11 11 11];

degera=wr-wref;
degerb=wref;
e(1)=wr-wref;
e(2)=wref;

ep=e(1);

kat=1;
e_e5=[-1000000.0 -1000000.0 -1.0 -0.8]*kat;
e_e4=[-1.0 -0.8 -0.6]*kat;
e_e3=[-0.8 -0.6 -0.4]*kat;
e_e2=[-0.6 -0.4 -0.2]*kat;
e_e1=[-0.4 -0.2 0.0]*kat;
e_0=[-0.2 0.0 0.2]*kat;
e_1=[0.0 0.2 0.4]*kat;
e_2=[0.2 0.4 0.6]*kat;
e_3=[0.4 0.6 0.8]*kat;
e_4=[0.6 0.8 1.0]*kat;
e_5=[0.8 1.0 1000000.0 1000000.0]*kat;

deltae_e5=[-1000000.0 -1000000.0 -1.0 -0.8]*kat;
deltae_e4=[-1.0 -0.8 -0.6]*kat;
deltae_e3=[-0.8 -0.6 -0.4]*kat;
```

```
deltae_e2=[-0.6 -0.4 -0.2]*kat;
deltae_e1=[-0.4 -0.2 0.0]*kat;
deltae_0=[-0.2 0.0 0.2]*kat;
deltae_1=[0.0 0.2 0.4]*kat;
deltae_2=[0.2 0.4 0.6]*kat;
deltae_3=[0.4 0.6 0.8]*kat;
deltae_4=[0.6 0.8 1.0]*kat;
deltae_5=[0.8 1.0 1000000.0 1000000.0]*kat;

sayac=1;
if (and(degera > min(e_e5),degera < max(e_e5)))
 e3(sayac)=1; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_e4),degera < max(e_e4)))
 e3(sayac)=2; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_e3),degera < max(e_e3)))
  e3(sayac)=3; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_e2),degera < max(e_e2)))
  e3(sayac)=4; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_e1),degera < max(e_e1)))
  e3(sayac)=5; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_0),degera < max(e_0)))
  e3(sayac)=6; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(deltae_1),degera < max(e_1)))
  e3(sayac)=7; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_2),degera < max(e_2)))
  e3(sayac)=8; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_3),degera < max(e_3)))
  e3(sayac)=9; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_4),degera < max(e_4)))
  e3(sayac)=10; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degera > min(e_5),degera < max(e_5)))
  e3(sayac)=11; sayac=sayac+1;
end;

sayac=1;
if (and(degerb > min(deltae_e5),degerb < max(deltae_e5)))
  deltae3(sayac)=1; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degerb > min(deltae_e4),degerb < max(deltae_e4)))
 deltae3(sayac)=2; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degerb > min(deltae_e3),degerb < max(deltae_e3)))
 deltae3(sayac)=3; sayac=sayac+1;
end;
if (and(degerb > min(deltae_e2),degerb < max(deltae_e2)))
 deltae3(sayac)=4; sayac=sayac+1;
end;
.
.
.
```

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	**:**	Özdemir ALKAN
Uyruğu	**:**	T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi	**:**	Çine/AYDIN 26.11.1976
Telefon	**:**	332-2232372
Faks	**:**	332-2410185
e-mail	**:**	oalkan@selcuk.edu.tr

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	**:**	Çine Lisesi Çine/AYDIN	1994
Üniversite	**:**	Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. (İng.)	1999
Yüksek Lisans	**:**	Selçuk Üniversitesi FBE Elektrik-Elektronik Müh. A.B.D.	2011
Doktora	**:**	--	

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**		**Görevi**
2007 -	S.Ü. Teknik Bilimler MYO	KONYA	Öğretim Görevlisi
2006 - 2007	İso-Tec Makina	KONYA	Satış Mühendisi
2003 - 2006	Toprak Holding-İzotoprak	ESKİŞEHİR	Üretim Şefi
1999 - 2001	Nortel Networks Netaş	İSTANBUL	ARGE Mühendisi

UZMANLIK ALANI

Bulanık Mantık, Bulanık Denetleyiciler ve Bulanık Model Referans Öğrenmeli Kontrol

YABANCI DİLLER

İNGİLİZCE : İyi seviye
ÜDS (78,75 Puan)

YAYINLAR

1. Selçuk Üniversitesi Teknik Bilimler MYO online dergisinde makale. "**Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim Yöntemiyle Bir Geminin Dümen Kontrolü"** ISSN 1302/6178 Teknik-Online Dergi Cilt:8, Sayı:3-2009 Özdemir ALKAN[1], Ömer AYDOĞDU[2] (Yüksek Lisans Tezinden yapılmıştır)

2. IMS2010 Bosna Hersek Sempozyumunda uluslararası bildiri. "**Fuzzy Model Reference Adaptive Control of Time-Varying Linear System"** (15-17 Eylül 2010), Ömer AYDOĞDU[1], Özdemir ALKAN[2] (Yüksek Lisans Tezinden yapılmıştır)

3. ICI2011 Çanakkale Sempozyumunda uluslararası bildiri. "**Fuzzy Model Reference Learning Control of a Time-Varying Rotary Servo System"** (27-29 Nisan 2011), Özdemir ALKAN[1], Ömer AYDOĞDU[2] (Yüksek Lisans Tezinden yapılmıştır)